F
7414/E

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA"
TIMIȘOARA

ELECTROTEHNICĂ

Tomul 24 (38) Fascicola 1

IANUARIE–IUNIE
1979

1989

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC AL INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA” TIMIȘOARA

Electrotehnică

Tom 24 (38) Fascicola 1

IANUARIE–IUNIE
1979

1989

BME KÖZPONTI KÖNYVTÁRA
F
7414/E
FOLYÓIRAT OSZTÁLY

COLEGIUL DE REDACȚIE

Acad. prof. dr. doc. ing. IOAN ANTON, Prof. dr. ing GHEORGHE CREȚU. Prof. em. dr. doc. ing. GHEORGHE SILAȘ – redactor șef, Prof. em. ing. CONSTANTIN AVRAM, m.c. al Acad. R.S.R., Prof. dr. ing. DUMITRU BECHERESCU, Prof. dr. ing. VASILE COCHECI, Prof. dr. BORISLAV CRISTICI, Prof. dr. ing. COLETA DE SABATA, Prof dr. ing. TOMA DORDEA. Prof. dr. ing. TRAIAN NICOARĂ, Prof. dr. ing. FRANCISC KOVACS, Acad. prof. dr. ing. DAN MATEESCU, Prof, dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Prof. dr. ing. IOAN NIȚA, Prof. em. dr. ing. GHEORGHE SAVII Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA, Prof. dr. ing. LIVIU BRÎNDEU – secretar de colegiu

Budapesti Műszaki Egyetem
Központi Könyvtára
Folyóiratlelt.
P 244/1981

COMITETUL DE REDACȚIE

III. *Electrotehnica*

Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Prof. dr. ing. IOAN NOVAC, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA – redactor responsabil, Prof. dr. ing. ANTON POLICEC – redactor responsabil adj. Prof. dr. ing. OVIDIU CRIȘAN, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Prof. dr. ing. VIOREL NEGRU, Prof. dr. ing. ALEXANDRU ROGOJAN, Prof. dr. ing. VLAD VĂZDAUȚEANU – secretar de redacție

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM 1848

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA" TIMIȘOARA
ELECTROTEHNICĂ

Tomul 24 (38) Fascicola 1 ianuarie-iunie 1979

Electrotehnică teoretică

D. FRĂNKEL : Interpretarea unor experiențe de optică cu surse rotitoare în teoria Maxwell-Hertz modificată. 5
I. VETREȘ : Dependența rezistențelor proprii și de trensfer ale dispozitivelor galvanomagnetice de sensul inducției magnetice. 12

Măsurări electrice

V. TIPONUȚ, M. OTEȘTEANU : Contor electronic de energie activă. 17
E. PETRIU : Implicații tehnico-economice în construcția dispozitivelor de măsurare corelativă. 26

Aparate și Mașini electrice

AL. VASILIEVICI, P. ANDEA : Determinarea teoretică și experimentală a forței de atracție la electromagneții de curent continuu în regim dinamic..... 32
GH. ATANASIU, M. PLAPȘA : Considerații privind proiectarea mașinilor sincrone cu magneții permanenți. 38
V. HESCA : Studiul experimental al schemei cu compensator sincron de incercare a motoarelor asincrone. 43

Acționări electrice și Utilizările energiei electrice

GH. PAPUȘOIU : Caracteristicile mecanice ale unei cascade subsincrone realizată cu mutatoare statice. 47

Electronică și Telecomunicații

M. TANASE : Traductor de poziție pentru comanda invertorului din blocul de alimentare al motorului liniar sincron homopolar..... 51
I. NAFORNIȚA, E. PETRIU, M. NAFORNIȚA : Asupra estimării funcției de corelație în cazul cuantizării logaritmice a semnalelor de intrare. 56
I. NAFORNIȚA, E.PETRIU : Cuantizor logaritmic. 59
V. TIPONUȚ, D. STOICIU : Unele aplicații ale A 711 62
A. FANICIU, C. I. TOMA : Considerații privind proiectarea unui repetor pe emitor rapid. 64

Calculatoare

C. I. TOMA : Structură logică celulară pentru înmulțirea și împărțirea numerelor binare cu semn folosind reprezentarea binară redundantă cifră cu semn extinsă. 70
M. PETRU, V. CREȚU, A. FURTUNESCU, E. VĂCĂRESCU : Sistemele de operare timp real-— Sisteme orientate pe gestionarea Taskurilor. 78
AL. FURTUNESCU, V. CREȚU, M. PETRU, E. VĂCĂRESCU : Sistem de operare specializat în aplicații de proces, implementat pe calculatorul FELIX C-32 P. 86
J. JURCA : Considerații asupra utilizării rețelelor de evaluare în modelarea sistemelor discrete. 92

BULETIN SCIENTIFIQUE ET TECHNIQUE
DE
L'INSTITUT POLYTECHNIQUE „TRAIAN VUIA" TIMIŞOARA
ELECTROTECHNIQUE

Tome 24 (38) Fascicule 1 Janvier-juin 1979

Electrotechnique théorétique

D. FRANKEL : L'interpretation de quelques experiences optiques avec des sourcer rotatifs dans la théorie Maxwell-Hertz modifiée 5
I. VETRES : Proper and transfer resistances of galvanomagnetic devices in dependence on the sense of magnetic induction 12

Mesures électriques

V. TIPONUŢ, M. OTEŞTEANU : Elektronischer Elektrizitätszähler 17
E. PETRIU : Technic-economical implications in correlation measuring devices construction. 26

Appareilles et Machines électriyues

AL. VASILIEVICI, P. ANDEA : Teoretische und experimentelle bestimmung der anziehungskraft bei gleichstromelektromagnete in dinamischen betrieb. 32
GH. ATANASIN, M. PLAPŞA : Considerations on designing of synchronous machines with permanent magnets..... 38
V. HESCA : Experimentellen Studium der Schema mit Synchronkompensator für Prüfung der Drehstromasynchronmotoren. 43

Asservissements électriques et Utilisation d'énergie electrique.

GH. PAPUŞOIU : Die mechanischen kennlinien einer untersinkronen kaskade hergestellt aus statischen mutatoren 47

Electronique, Telecommunications

M, TĂNASE : A position transducer for inverter-fed linear synchronous homopolar motors. 51
I. NAFORNIŢA, E. PETRU, M. NAFORNIŢA : About correlaţion function estimation using a logarithmic quantization of input signals 56
I. NAFORNIŢA, E. PETRIU : An logarithmic quantizer. 59
V. TIPONUT, D. STOICIU : Some applications of A 711. 62
A. FANICIU, C. I. TOMA : Considerations for the desing of a high-speed voltage-follower. 64

Ordinateurs

C. I. TOMA : Cellular logic array for multiplication and division of signed binary numbers using signed-digit redundant representation. 70
M. PETRU, V. CREŢU, A. FURTUNESCU, E. VĂCĂRESCU : Real time Operating systems-Task-Oriented Systems. 78
AL. FURTUNESCU, V. CREŢU, P. PETRU, E. VĂCĂRESCU : Operating system specialized on process application, implemented on the FELIX C-32-P computer. 86
I. JURCA : On the use of e-nets — in discrete system modeling. 92

Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timișoara
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 1 — 1979

THE INTERPRETATION OF OPTICAL EXPERIMENTS WITH ROTATING SOURCES IN THE MODIFIED MAXWELL-HERTZ THEORY

DE
D. FRĂNKEL

The author has shown [1, 2] that an adequate change of the connection laws of the Maxwell-Hertz theory (MHT) leads to a modified Maxwell-Hertz Theory (MMHT) which allows an accurate interpretation of optical experiments with inertial motion of sources, that could not be explained by MHT : light aberration, speed of light in moving media etc. The purpose of this paper is to prove that the MMHT may explain optical experiments with rotating sources as well (abberation and speed of light emitted by double stars, the experiments of the Sagnac-and Harres-type etc.)

1. ELEMENTS OF MMHT.

The modification of MHT consists in supplementing each of the two connection laws with a new term :

$$\bar{D}=\varepsilon\bar{E}+\bar{P}_p-\varepsilon_0\mu_0\bar{V}_m\times\bar{H} \tag{1}$$

and

$$\bar{B}=\mu\bar{H}+\mu_0\bar{M}_p+\varepsilon_0\mu_0\bar{V}_e\times\bar{E} \tag{2}$$

where $\bar{V}_m$ and $\bar{V}_e$, respectively, are the velocity of the considered medium with respect to the source of the magnetic and the electric field, respectively.

It is shown [1, 2] that the speed of light in the medium moving with velocity $\bar{V}$ with respect to the source of light (common source of electric and magnetic field) is :

$$C=C_0+V_{\parallel} \tag{3}$$

where $V_{\parallel}=\frac{\bar{V}\bar{C}_0}{C_0}$, assuming that $\varepsilon=\varepsilon_0$ and that $\frac{V_{\parallel}^2}{C_0^2}$ ist neglectably small.

It ist also shown, that by passing from one medium into the other, the direction of propagation changes with the aberration angle :

$$\alpha=\text{arc tg}\frac{V_{\perp}}{C_0} \tag{4}$$

where $V_{\perp}$ is the component of the velocity of the second medium normal to the direction of propagation in the first medium. It was assumed that everywhere $\varepsilon=\varepsilon_0$.

2. ABBERATION AND SPEED OF LIGHT EMITTED BY DOUBLE STARS.

The observations concerning the speed and the aberration of light emitted by double stars were confronted with several optical theories. In this paragraph it is revealed that they are in concordance with MMHT.

For simplicity it is assumed that the two stars S_1 and S_2 are rotating with the angular velocity $\bar{\omega}$ about their gravitational center. (fig. 1).

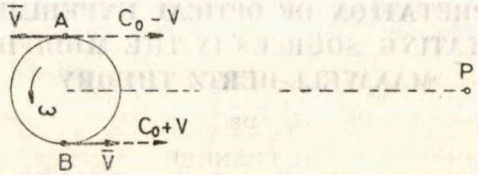


Fig. 1

The observations concerning the speed of light were in contradiction with the ballistical theory of light. According to this theory the speed of light in vacuum is $\bar{C}=\bar{C}_0+\bar{V}$, where V is the velocity of the light source with respect to the vacuum (or air).

In the A position of the star, $\bar{V}$ is practically antiparallel to $\bar{C}$, it is $C=C_0-V$, whereas in the B position they are parallel, it is $C=C_0+V$. If T is the rotational period of the star which has the position A at the moment t_0, this arrives in B at the moment $t_0+\frac{T}{2}$ and again in A at the moment t_0+T. According to the ballistical theory the light waves emitted in A at the moments t_0 and t_0+T respectively, gets to the eart hat the moments $t_1=t_0+L/(C_0-V)$ and $t_1'=t_0+T+L/(C_0+V)$ respectively, where $L=AP=BP$. The light wave emitted in B at the moment $t_0+T/2$ arrives at the earth et the moment $t_2=t_0+T/2+L/(C_0+V)$. Consequently $t_2-t_1=T/2+2LV/C_0^2$ and $t_1'-t_2=T/2-2LV/C_0$. However astronomical observations [3] show that $t_1-t_2=t_1-t_2=T/2$. This result indicates that the velocity of the light waves emitted in A and in B is the same.

The present paper does not discuss the problem whether this result confirms the theory of special relativity or not. The only problem approached is the concordance of these observations with the *MMHT*.

The observations concerning the aberration angle of both the two light waves emitted by the two stars at a moment when they are colinear with the earth (fig. 2), were considered to be incompatible with the theory of spe-

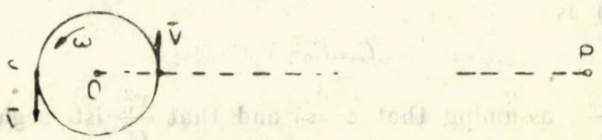


Fig. 2

cial relativity [4]. The velocities $\bar{V}_1$ and $\bar{V}_2$ of the two stars being in this position normal to the direction of propagation, OP, equal but with opposite sense, leads to aberration angles equal to $\alpha=\text{arc tg } V/C_0$, but with opposite sense. It would follow that the two waves should form at the earth P an angle equal to 2α. The astronomical observations contradict this conclusion. The present paper does not discus whether Thirring's and other's solutions are the correct interpretation of these observations in the frame of special relativity, or

not. The only problem approached ist the concordance of these observation with *MMHT*.

And it ist easy to demonstrate that both astronomical observations are in agreement with MMHT.

Actually in the cases considered the source of light is the common source of both the electric and the magnetic field and $\bar{V}$ is the speed of the medium with respect to this source. It is remarkable that by the rotation of two referential system R and R' the angular velocity $\bar{\omega}$ of R with respect to R' is equal and has opposite sense with the angular velocity $\bar{\omega}'$ of R' with respect to R : $\bar{\omega}=-\bar{\omega}.'$ Consequently, by rotation it is the relative angular velocities that are equal and have opposite sense, and not the relative velocities. *As a result the velocity of the medium with respect to the source, generally is not equal and has not opposite sense with the velocity of the source with respect to the medium. Or in fig. 1 and 2* $\bar{V}_1$ *and* $\bar{V}_2$ *are the velocities of the sources with respect to the medium and in MMHT it is the velocity of the medium with respect to the source which must be considered.*

If the two stars, S_1 and S_2, are rotating with the angular velocity $\bar{\omega}$ around the center O, the earth P is rotating with respect to the system constituted by the two stars with the angular velocity $-\bar{\omega}$ around the same center O. The relative velocities of the earth with respect to source S_1, $\bar{V}_1$, and S_2, $\bar{V}_2$, are equal. They are practically normal to the direction OP in any position of the two stars (fig. 3). Indeed :

$$\bar{V}_1=\frac{d\bar{r}_1}{dt}=\frac{d}{dt}(\bar{r}'-\bar{r}_{01})=\frac{d\bar{r}'}{dt}=-\bar{\omega}\times\bar{r}'$$

and

$$\bar{V}_2=\frac{d\bar{r}_2}{dt}=\frac{d}{dt}(\bar{r}'-\bar{r}_{02})=\frac{d\bar{r}'}{dt}=-\bar{\omega}\times\bar{r}'$$

because $\bar{r}_{01}$ and $\bar{r}_{02}$ are constant vectors.

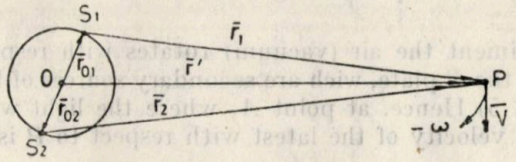


Fig. 3

In the position of the two stars represented in fig. 1 the components of the velocity $\bar{V}_1=\bar{V}_2=\bar{V}$ parallel to the two direction of propagation AP and BP are equal and practically zero. According to relation (3) the speeds of the light waves emitted by the two stars are the same : $C_1=C_2=C_0$, in perfect agreement with De Sitter's observations.

In the position of the two stars represented in fig. 2 $\bar{V}_1=\bar{V}_2=\bar{V}$ is normal to the direction of propagation OP of the two light waves. Consequetly the two angles of aberration are equal $\alpha=\text{arc tg } V/C_0$, in perfect agreement with the astronomical observations.

3. SAGNAC'S EXPERIMENT

In Sagnac's experiment [6], a half transparent plate P, three mirrors O_1, O_2, O_3 and a camera F are fixed on a disc, rotated with an angular velocity $\bar{\omega}$. The source of light S ist at rest with respect ot the axis of rotation (fig. 4).

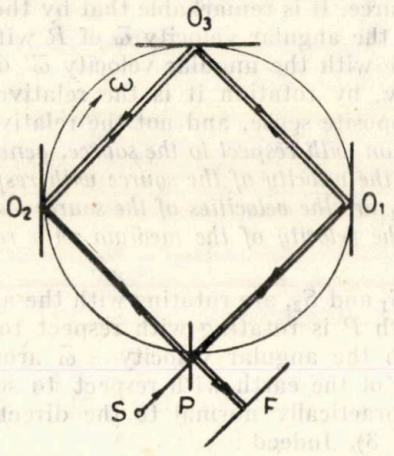


Fig. 4

The emitted light wave is decomposed by reflection and refraction into two waves on the plate P, and, after being reflected by the mirrors O_1, O_2 and O_3 interferes on the camera F. It was experimentally found that the diplacement ΔZ of interference fringes is equal to

$$\Delta Z = f_0 \frac{4a^2\omega}{C_0^2} \tag{6}$$

where $r = a/\sqrt{2}$ is the radius of the circle, f_0 is the frequency of the emitted light wave and C_0 is the speed of light in the air (vacuum) at rest with the source S.

In this experiment the air (vacuum) rotates with respect to the system of the mirrors and the P plate, wich are secondary sources of light, with angular velocity $-\bar{\omega}$. (fig. 5) Hence, at point A, where the light wave emitted by P enters the air, the velocity of the latest with respect to P ist :

$$\bar{V} = -\bar{\omega} \times \bar{r} \tag{7}$$

The components of $\bar{V}$ normal to the reflected and refracted waves are represented in fig. 5 and have the same value :

$$V_{1\perp} = V_{2\perp} = V/\sqrt{2} = \omega a/2 \tag{8}$$

These normal velocity components of the medium with respect to the secondary source P produce an aberration with the angle

$$\alpha = \text{arc tg } \omega a/2C_0 \tag{9}$$

in one sense for the reflected and in the other sense for the refracted wave (AB_2 and AB_1 in fig. 6). If the origin of time is taken at the moment of the

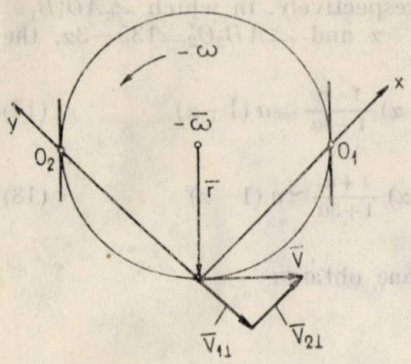


Fig. 5

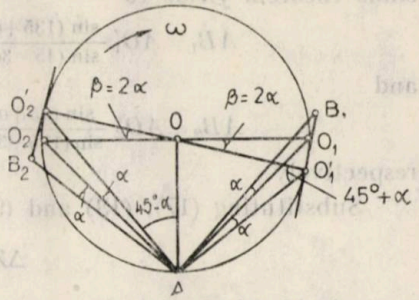


Fig. 6

emission of light by the plate P, the refracted wave falls on mirror O_1 at the moment Δt_1 and the reflected wave falls on mirror O_2 at the moment Δt_2. Meanwhile the mirrors were rotated with the angle $\omega\Delta t_1$ respectively $\omega\Delta t_2$. Neglecting higher order infinitely small quantities one can assume that

$$\Delta t_1 \cong \Delta t_2 = \frac{a}{C_0} \tag{10}$$

and

$$\beta = \omega\Delta t_1 \cong \omega\Delta t_2 = \omega\frac{a}{C_0} = 2\alpha \tag{11}$$

Thus the terminal points of the two waves are B_1 and B_2 (fig. 6).

In the referential system of the mirrors, the reflected and refracted waves have the velocity C_0 the frequency f_0 and are coherent. The time intervals Δt_1 and Δt_2 are :

$$\Delta t_1 = \frac{AB_1}{C_0} \quad \text{and} \quad \Delta t_2 = \frac{AB_2}{C_0} \tag{12}$$

Neglecting once again higher order infinitely small quantities, the time required by refracted and reflected waves to return to A is

$$t_1 = 4\Delta t_1 \quad \text{and} \quad t_2 = 4\Delta t_2 \tag{13}$$

respectively.

Relations (12) and (13) yield to the following expression of interference fringes deplacement :

$$Z = f_0(t_1 - t_2) = \frac{4f_0}{C_0}(AB_1 - AB_2) \tag{14}$$

From the triangles AOO_1' and AOO_2', respectively, it results that

$$AO_1' = 2R\cos(45+\alpha) = \alpha(\cos\alpha - \sin\alpha) \cong a(1-\alpha) \tag{15}$$

and

$$AO_2^1 = 2R\cos(45-\alpha) \cong a(1-\alpha) \tag{16}$$

respectively.

From the triangles AB_1O_1' and AB_2O_2', respectively, in which $\sphericalangle AO_1'B_1 = 135+\alpha$; $\sphericalangle AB_1O_1 = 45-3\alpha$; $\sphericalangle AO_2'B_2 = 45+\alpha$ and $\sphericalangle AB_2O_2' = 135-3\alpha$, the sinus theorem yields to

$$AB_1 = AO_1' \frac{\sin(135+\alpha)}{\sin(45-3\alpha)} \cong a(1-\alpha)\frac{1-\alpha}{1-3\alpha} \cong a(1+\alpha) \tag{17}$$

and

$$AB_2 = AO_2' \frac{\sin(45+\alpha)}{\sin(135-3\alpha)} = a(1+\alpha)\frac{1+\alpha}{1+3\alpha} \cong a(1-\alpha) \tag{18}$$

respectively.

Substituting (17), (18) and (9) in (14) one obtain:

$$\Delta Z = f_0 \frac{4\omega a^2}{C_0}$$

a result identical with the one estabilshed experimentally (6).

4. HARRES-TYPE EXPERIMENTS

In numerous experiments the medium of light propagation rotates partially (the experiments of Harres [7], Pogany [8]) or integrally (Michelson – Gale's experiment [9]) together with the source of light, and nevertheless, the interference fringes deplacement is present. This result can be, at least qualitatively, explained by MMHT, supposing that $\bar{V}$ is the relative velocity of the medium with respect to the source, in the inertial reference system with respect to whom the medium-source ensemble rotates with angular velocity $\bar{\omega}$.

An ideal experiment of this type would consist of a glass-disc in which the waves reflected and refracted by the plate P, reflected by the mirrors O_1, O_2, O_3 and received by the camera F are propagated (fig. 7). The device rotates with angular velocity $\bar{\omega}$ with respect to an inertial reference system.

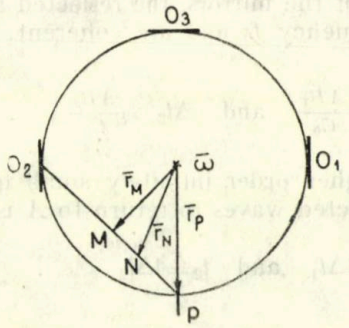


Fig. 7

The reflected light wave is emitted by the plate P in the direction PO_2. The relative velocity of a point N with respect to the secondary source of light P in this inertial system is

$$\bar{V} = \bar{\omega} \times (\bar{r}_N - \bar{r}_p) = \bar{\omega} \times \bar{P}\bar{N}$$

This velocity, being normal to the initial direction of propagation produces an aberration. Thus, the orientation of the light wave is modified by an angle growing with the length of PN ant the light trajectory is curved. (If one assumes that each element of the glass-disc is a secondary light source for the next one

$$\bar{V} = \bar{\omega} \times [(\bar{r} + d\bar{r}) - \bar{r}] = \bar{\omega} \times d\bar{r}$$

there is again a light traectory curvature).

Supposing, at the first approximation, that aberration takes place at the point P only, with an angle corresponding to the median point M of $PO_2=a$, one obtain $\bar{V}=\bar{\omega}\times\overline{PM}$, it is $V=\omega a/2$. One arrives to the same result as by Sagnac's experiment : the deplacement of interference fringes has the expression (6) in agreement with experimental results of Harres [7], Pogány [8] and Michelson-Gale [9].

5. CONCLUSIONS

The modified Maxwell-Hertz theory explains satisfactorily not only the problems of the electrodynamics of media in inertial motion, but the experiments with rotating sources and media as well. One has only to interprete $\bar{V}$ as the sum of the relative velocity $\bar{V}_1$ of the medium with respect to the source, determined in the reference system of the source, and the relative velocity $\bar{V}_2$ of the medium with respect to the source, determined in the inertial reference system in which medium and source rotate together : $\bar{V}=\bar{V}_1+\bar{V}_2$. In the case of the aberration and the speed of light emitted by double stars, and in Sagnac's experiment $\bar{V}_2=0$, it is $\bar{V}=\bar{V}_1$. In the case of the Harres-type experiments $\bar{V}_1=0$, it is $\bar{V}=\bar{V}_2$.

REFERENCES

1. Fänkel David: O teorie Maxwell-Hertz modificată în concordanță cu experiențele lui Eichenwald, Wilson și Fizeau. Vol de Electrotehnică a lucrărilor de la sesiunea Științifică 13—14 Mai 1977 pag. 19—25.
2. Fänkel David: On a modification of Maxwell-Hertz's theory. Buletinul Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timișoara. Nr. 2, 1978.
3. W. De Sitter: Ein astronomischer Beweis für die Konstanz der Lichtgesschvindigkeit. In Physikalische Zeitschrift 14. 1913 p. 429.
4. R. Tomashek; Über die Aberration. In : Zeitschrif der Physik. 32. 1925 p. 397—402.
5. H, Thirring: Bemerkung zu einem Einwand gegen die spezielle Relativitätstheorie. In : Zeitschrift der Physik 30. 1924. p. 63—65.
6. G. Sagnac: L'éther lumineaux démontré par l'éffect du vent relatif d'éther dans un interféromêtre en rotation uniforme. Compte Rendu 157. 1913. p. 708—710.
7. K. P. Kovacs: A sagnac — kisérlet. In Fizikai szemle 25. 1974 p. 321—335.
8. B Pogány: Über die Wiederholung des Harres — Sagnacschen Versuches. Ann. Phys. 1926. 80 p. 217—231 și 1928. 85. p 244—256.
9. A. A. Michelson, H. Gale: The effect of the Earth's rotation on the Velocity of light. Atrophys. L. 1925. 61. p. 140—145.

INTERPRETAREA UNOR EXPERIENȚE DE OPTICĂ CU SURSE ROTITOARE ÎN TEORIA MAXWELL-HERTZ MODIFICATĂ

REZUMAT

În lucrare se arată că teoria Maxwell-Hertz modificată explică satisfăcător observațiile și experiențele optice referitoare la surse și (sau) medii de propagare aflate în mișcare de rotație : aberația și viteza de propagare a luminii emise de stelele duble, experiențele lui Sagnac, Harres, Pogány, Michelson-Gale.

Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timișoara
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 1 — 1979

DEPENDENȚA REZISTENȚELOR PROPRII ȘI DE TRANSFER ALE DISPOZITIVELOR GALVANOMAGNETICE DE SENSUL INDUCȚIEI MAGNETICE

DE

I. VETREȘ

1. INTRODUCERE

În ecuațiile cuadripolare care descriu comportarea dispozitivelor galvanomagnetice intervin rezistențe proprii și de transfer. La unele aplicații ale efectelor galvanomagnetice precum și la determinarea unor mărimi ca tensiunea Hall, tensiunea de zero și parametrii fizici ai materialelor semiconductoare este necesară schimbarea sensului cîmpului magnetic. De aceea este utilă cunoașterea dependenței rezistențelor proprii și de transfer, ce intervin în ecuațiile cuadripolare, de sensul cîmpului magnetic.

În literatură se demonstrează invarianța rezistențelor proprii de sensul cîmpului magnetic la plăci Hall dreptunghiulare, invarianță ce este verificată experimental și la plăci de formă oarecare. De asemenea au fost făcute unele precizări privind rezistențele de transfer la cele două sensuri ale inducției magnetice la plăci Hall de formă oarecare, considerîndu-se cîmpul electrocinetic din placă plan paralel și inducția magnetică perpendiculară pe placă [1]. Pe de altă parte la determinarea parametrilor fizici ai materialelor semiconductoare, rezistivitate și coeficient Hall, se precizează necesitatea schimbării sensului inducției magnetice însă fără o justificare teoretică [2].

În această lucrare se analizează comportarea rezistențelor proprii și de transfer în regim staționar la schimbarea sensului inducției magnetice în cazul general al unui corp semiconductor de formă oarecare la care cîmpul electrocinetic nu mai este plan paralel. Corpul din material semiconductor liniar, omogen și izotop este situat într-un cîmp magnetic uniform avînd direcția arbitrară.

Legea conducției electrice în formă locală, în prezența inducției magnetice se exprimă în forma [3]

$$\bar{J} = a_1\bar{E} + a_2\,(\bar{E}\times\bar{B}) + a_3\,(E\cdot\bar{B})\cdot\bar{B} + b_1\,\mathrm{grad}\,\theta + \\ + b_2\bar{B}\times\mathrm{grad}\,\theta + b_3\,(\bar{B}\cdot\mathrm{grad}\,\theta)\cdot\bar{B} \qquad (1)$$

în care $\bar{J}$ reprezintă densitatea curentului electric, $\bar{E}$ — intensitatea cîmpului electric, $\bar{B}$ — inducția magnetică, θ — temperatura corpului, iar a_i și b_i ($i = 1, 2, 3$) sînt coeficienți ce depind de proprietățile fizico-chimice ale materialului semiconductor, de valoarea inducției magnetice și de temperatură.

În absența unor gradienți de temperatură în corp (grad $\theta = O$) legea conducției electrice devine

$$\bar{J} = a_1\bar{E} + a_2\,(\bar{E}\times B) + a_3\,(\bar{E}\cdot\bar{B})\cdot\bar{B} \qquad (2)$$

2. CONDIȚIA DE RECIPROCITATE

Pentru două stări electrocinetice stabilite la aceeași valoare a inducției magnetice dar la sensuri diferite legea conducției electrice (rel. 2) devine

$$\bar{J}' = a_1\bar{E}' + a_2(\bar{E}' \times \bar{B}) + a_3(\bar{E}' \cdot \bar{B})\cdot\bar{B} \tag{3}$$

respectiv

$$\bar{J}'' = a_1\bar{E}'' - a_2(\bar{E}'' \times \bar{B}) + a_3(\bar{E}'' \cdot \bar{B})\cdot\bar{B} \tag{4}$$

în care $\bar{J}'$ și $\bar{E}'$ corespund cîmpului electrocinetic stabilit la un sens al inducției magnetice $(+\bar{B})$ iar $\bar{J}''$ și $\bar{E}''$ corespund cîmpului electrocinetic stabilit la sens invers al inducției magnetice $(-\bar{B})$.

Înmulțind scalar relația (3) cu $\bar{E}''$ și relația (4) cu $\bar{E}'$ se obține

$$\bar{J}'\cdot\bar{E}'' = a_1\bar{E}'\cdot\bar{E}'' + a_2(\bar{E}' \times \bar{B})\cdot\bar{E}'' + a_3(\bar{E}'\cdot\bar{B})(\bar{B}\cdot\bar{E}'')$$

respectiv

$$\bar{J}''\cdot\bar{E}' = a_1\bar{E}''\cdot\bar{E}' - a_2(\bar{E}'' \times \bar{B})\,\bar{E}' + a_3(\bar{E}''\cdot\bar{B})(\bar{B}\cdot\bar{E}') =$$

$$= a_1\bar{E}'\cdot\bar{E}'' + a_2(\bar{E}' \times \bar{B})\,\bar{E}'' + a_3(\bar{E}'\cdot\bar{B})(\bar{B}\cdot\bar{E}'')$$

Scăzînd cele două relații se obține condiția de reciprocitate corespunzătoare celor două sensuri ale inducției magnetice

$$\bar{J}'\cdot\bar{E}'' - \bar{J}''\cdot\bar{E}' = 0 \tag{5}$$

din care rezultă că raportul densităților de curent la cele două sensuri ale inducției magnetice $\bar{J}'/\bar{J}''$ este egal cu raportul intensităților cîmpului electric $\bar{E}'/\bar{E}''$.

Relația (5) fiind adevărată în orice punct poate fi integrată pe întregul volum al corpului v_Σ limitat de suprafața închisă Σ.

$$\int_{v_\Sigma} (\bar{J}'\cdot\bar{E}'' - \bar{J}''\cdot\bar{E}')\,dv = 0 \tag{6}$$

Deoarece în regim staționar $\operatorname{rot}\bar{E}' = \operatorname{rot}\bar{E}'' = 0$. intensitatea cîmpului electric poate fi exprimată în funcție de potențialul electric, $\bar{E}' = -\operatorname{grad} V'$ și $\bar{E}'' = -\operatorname{grad} V''$, astfel că relația (6) devine

$$\int_{v_\Sigma} [\bar{J}'(\nabla V'') - \bar{J}''(\nabla V')]\,dv = 0 \tag{7}$$

Pe baza egalității vectoriale

$$\nabla(V\bar{J}) = \bar{J}(\nabla V) + V(\nabla\bar{J})$$

în care $\nabla\bar{J} = 0$ în regim staționar, relația (7) devine

$$\int_{v_\Sigma} \nabla(V''\cdot\bar{J}' - V'\bar{J}'')\,dv = 0 \tag{8}$$

Aplicînd transformarea de integrale Gauss-Ostrogradski se obține

$$\int_{\Sigma} (V''\cdot\bar{J}' - V'\cdot\bar{J}'')\,\overline{ds} = 0 \tag{9}$$

ce reprezintă condiția de reciprocitate în formă integrală.

Se consideră aplicați pe suprafața Σ a corpului semiconductor patru electrozi metalici avînd conductivitatea electrică mult mai mare ca a materialului semiconductor. Poziția și suprafețele acestor electrozi sînt arbitrare. Suprafața închisă poate fi descompusă într-o porțiune S_m ce reprezintă suprafața corpului acoperită de electrozii metalici și într-o porțiune S_l ce reprezintă suprafața liberă, neacoperită de electrozi, astfel că în relația (9) membrul stîng poate fi descompus în doi termeni

$$\int_{S_l} (V''\bar{J}' - V'\bar{J}'')\,\bar{ds} + \int_{S_m} (V''\bar{J}' - V'\bar{J}'')\,\bar{ds} = 0 \tag{10}$$

Deoarece suprafața neacoperită de electrozi este o suprafață de cîmp pentru $\bar{J}'$ și $\bar{J}''$, integrala pe acesstă suprafață este zero ($\bar{J}' \cdot \bar{ds} = \bar{J}'' \cdot \bar{ds} = 0$), rezultînd din (10) că și integrala pe suprafața electrozilor metalici trebuie să fie zero, adică

$$\sum_{i=1}^{4} \left[V_i'' \int_{S_i} \bar{J}' \cdot \bar{ds} - V_i' \int_{S_i} \bar{J}'' \bar{ds} \right] = 0 \tag{11}$$

în care s-a ținut seama că suprafața S_i a electrozilor reprezintă o suprafață echipotențială avînd potențialul V_i' la un sens al inducției magnetice ($+\bar{B}$) și V_i'' la sens opus al inducției magnetice ($-\bar{B}$).

Dacă se consideră că celor două stări electrocinetice stabilite la cele două sensuri ale inducției magnetice le corespund curenții I' și respectiv I'' în raport cu electrozii 1–2, electrozii 3–4 fiind în gol, atunci relația (11) devine

$$-V_1''I' + V_1'I'' + V_2''I' - V_2I'' = 0 \tag{12}$$

în care curenții au sensul reprezentat în figura 1.

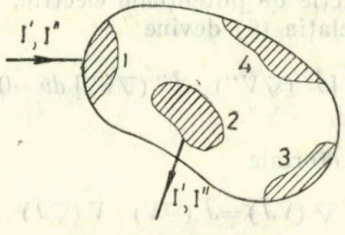


Fig. 1

Relația (12) poate fi pusă și sub forma

$$\frac{V_1' - V_2'}{I'} = \frac{V_1'' - V_2''}{I''} \tag{13}$$

ce scoate în evidență egalitatea rezistențelor proprii la cele două sensuri ale inducției magnetice, respectiv independența rezistențelor proprii de sensul inducției magnetice.

4. REZISTENȚELE DE TRANSFER

Dacă $\bar{J}'$ reprezintă densitatea curentului electric într-un punct din corp atunci cînd se alimentează cu curentul I' prin electrozii $1-2$ la un sens al inducției magnetice $(+\bar{B})$ electrozii $3-4$ fiind în gol, iar $\bar{J}''$ cînd se alimentează cu curentul I'' prin electrozii $3-4$ la sens invers al inducției magnetice $(-\bar{B})$, electrozii $1-2$ fiind în gol, relația (11) devine

$$-V_1''I'+V_2''I'+V_3'I''-V_4'I''=0 \tag{14}$$

în care curenții I' și I'' au sensul reprezentat în figura 2.

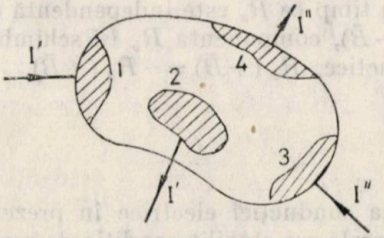


Fig. 2

Punînd relația (14) în forma

$$\frac{V_3'-V_4'}{I'}=\frac{V_1''-V_2''}{I''} \tag{15}$$

rezultă că rezistența de transfer cu alimentare la electrozii $1-2$ la un sens al inducției magnetice $(+\bar{B})$

$$R_t'(+\bar{B})=\frac{U_{34}'}{I'}=\frac{V_3'-V_4'}{I'}$$

este egală cu rezistența de transfer cu alimentare la electrozii $3-4$ la sens invers al inducției magnetice $(-\bar{B})$

$$R_t''(-\bar{B})=\frac{U_{12}''}{I''}=\frac{V_1''-V_2''}{I''}$$

Prin urmare condiția de reciprocitate $(R_{12,34}=R_{34,12})$ în prezența inducției magnetice este satisfăcută numai dacă cele două rezistențe de transfer se determină la sensuri opuse ale inducției magnetice.

$$R_{12,34}(+\bar{B})=R_{34,12}(-\bar{B}) \tag{16}$$

Pornind de la faptul că la același sens al inducției magnetice în una din rezistențele de transfer intervine suma a două componente R_a și R_b, iar în cealaltă diferența lor [4]

$$R_t'(+\bar{B})=R_a-R_b\,;\quad R_t''(+\bar{B})=R_a+R_b$$

pe baza relației (16) se pot stabili egalitățile

$$\begin{aligned} R_t'(+\bar{B})&=R_t''(-\bar{B})=R_a-R_b \\ R_t'(-\bar{B})&=R_t''(+\bar{B})=R_a+R_b \end{aligned} \tag{17}$$

care pun în evidență faptul că deși rezistențele de transfer în raport cu aceeași pereche de borne nu sînt egale la cele două sensuri ale inducției magnetice,

$R_t'(+\bar{B}) \neq R_t'(-\bar{B})$ și $R_t''(+\bar{B}) \neq R_t''(-\bar{B})$, ele conțin aceleași două componente R_a și R_b care se însumează la un sens al inducției magnetice și se scad la sens opus al inducției magnetice. Din relațiile (17) rezultă și expresiile celor două componente

$$R_a = \frac{R_t'(+\bar{B}) + R_t'(-\bar{B})}{2} = \frac{R_t'(+\bar{B}) + R_t''(+\bar{B})}{2}$$

$$R_b = \frac{R_t'(-\bar{B}) - R_t'(+\bar{B})}{2} = \frac{R_t''(+\bar{B}) - R_t''(+\bar{B})}{2} \tag{18}$$

De menționat că în timp ce R_a este independentă de sensul inducției magnetice, $R_a(+\bar{B}) = R_a(-\bar{B})$, componenta R_b își schimbă semnul la schimbarea sensului inducției magnetice, $R_b(+\bar{B}) = -R_b(-\bar{B})$.

5. CONCLUZII

Pornind de la legea conducției electrice în prezența cîmpului magnetic în forma ei cea mai generală s-a stabilit condiția de reciprocitate (5) referitoare la două stări electrocinetice stabilite la sensuri opuse ale inducției magnetice.

De asemenea în lucrare se demonstrează independența rezistențelor proprii de sensul inducției magnetice în cazul general al unei repartiții spațiale a cîmpului electrocinetic în cîmp magnetic uniform cu orientarea arbitrară.

Se arată că rezistențele de transfer la cele două sensuri ale inducției magnetice definite în raport cu aceeași pereche de electrozi nu sînt egale ; se obține însă aceeași valoare dacă o dată cu schimbarea sensului inducției magnetice se schimbă între ei electrozii de curent (de alimentare) cu cei de tensiune (de măsură). Este pusă în evidență existența a două componente ce intervin în rezistențele de transfer, componente ce se însumează la un sens al inducției magnetice și se scad la sens opus al inducției magnetice.

BIBLIOGRAFIE

1. Sora C., Dobre S., On transfer resistances of a Hall plate, Bul. IPT,. seria Electrotehnică, 1974, 19 (33), fasc. 2, 139
2. Green M.A., Gunn M. W. Four point probe Hall effect and rezistivity measurements upon semiconductors, Solid State Electronics, 15, 1972, nr. 5, 577.
3. Madelung O., *Halbleiter (Handbuch der Physik)*, Band XX, Springer-Verlag, 1957.
4. Vetreș I., Componentele rezistențelor de trasfer a materialelor semiconductoare în regim staționar în cîmp magnetic. Bul. IPT, seria Electrotehnică, 1978, 23(37), fasc. 2.

PROPER AND TRANSFER RESISTANCES OF GALVANOMAGNETIC DEVICES IN DEPENDENCE ON THE SENSE OF MAGNETIC INDUCTION

SUMMARY

This paper establishes the condition of reciprocity for both senses of magnetic induction. The independence of proper rezistances and the dependence of transfer resistances on the sense of magnetic induction is also demonstrated.

Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timișoara
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 1 — 1979

CONTOR ELECTRONIC DE ENERGIE ACTIVĂ

DE
V. TIPONUȚ și M. OTEȘTEANU

1. INTRODUCERE

Cantitatea de energie electrică produsă, transportată, distribuită și consumată este din ce în ce mai mare. O necesitate firească este, deci, măsurarea cu precizie cît mai mare a acestei energii, deoarece chiar o eroare mică, în cazul consumatorilor uriași, poate reprezenta cantități apreciabile de energie.

Se impune astfel depășirea clasei de precizie 0,5, care reprezintă o limită a contoarelor tradiționale, bazate pe fenomenul de inducție electromagnetică. Îmbunătățirea preciziei se poate realiza cu contoare electronice, care în scurt timp vor domina măsurările consumului de energie (monofazată și trifazată, activă și reactivă) al consumatorilor mari.

Contoarele electronice prezintă multiple avantaje, comparativ cu cele cu inducție electromagnetică. Ele asigură precizii ridicate, la un preț de cost suficient de scăzut, obținîndu-se fără mari dificultăți clasa 0,5 [1]. Circuite electronice mai complexe pot realiza măsurarea energiei electrice pînă la precizii corespunzătoare clasei 0,1 [2]. Sensibilitatea acestor contoare este cu cel puțin un ordin de mărime mai bună, iar precizia se poate asigura pînă la încărcări mult mai mici, față de cele cu inducție electromagnetică. În plus, contoarele electronice oferă avantajul eliminării pieselor mobile și deci a erorilor datorate frecărilor, fiind deci aparate statice. Contorul static este un aparat de măsurat numeric, ceea ce oferă facilitatea prelucrării și transmiterii rezultatului.

Lucrarea constă în studierea și realizarea unui contor static, de energie activă, pentru curent monofazat, de clasă 0,5, conform normelor STAS în vigoare, în țara noastră [3].

2. FUNCȚIONAREA DUPĂ SCHEMA BLOC

Contorul static realizat se bazează pe înmulțirea analogică a mărimilor tensiune și curent, preferabilă înmulțirii numerice pentru clasele 0,2 și 0,5, din considerente economice [1].

Multiplicatoarele analogice cele mai precise se pot realiza prin metoda modulării impulsurilor în durată și amplitudine, metodă care permite realizarea înmulțirii cu erori mai mici de 0,1%. Ele nu sînt cele mai ieftine, în schimb asigură cea mai bună precizie și stabilitate [4, 5].

Aparatul realizat folosește un astfel de multiplicator, conform schemei bloc din fig. 1.

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM 1848 KÖZPONTI KÖNYVTÁR

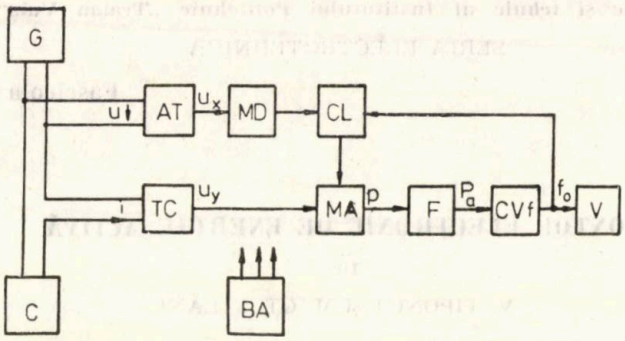


Fig. 1

Contorul măsoară energia transferată de la sursa de energie G spre consumatorul C. Modulatorul de durată MD este comandat cu o tensiune proporțională cu tensiunea din sistem :

$$u_x = k_x \cdot u, \tag{1}$$

asigurată de atenuatorul de tensiune AT. Modulatorul furnizează impulsuri dreptunghiulare, u_{MD}, reprezentate în fig. 2, a căror valoare medie este proporțională cu valoarea instantanee a tensiunii. Aceste impulsuri comandă, prin intermediul circuitelor logice CL, modularea în amplitudine, în blocul MA, a impulsurilor, de ambele polarități, cu tensiunea :

$$u_x = k_x \cdot i, \tag{2}$$

proporțională cu curentul din sistem, furnizată de traductorul de curent TC.

Unda astfel obținută este modulată atît în amplitudine, funcție de valoarea instantanee a curentului, cît și în durată, funcție de valoarea instantanee a tensiunii. Valoarea medie pe impuls a acestei unde, u_{MAD}, reprezentată în fig. 2, este proporțională cu valoarea instantanee a puterii, p.

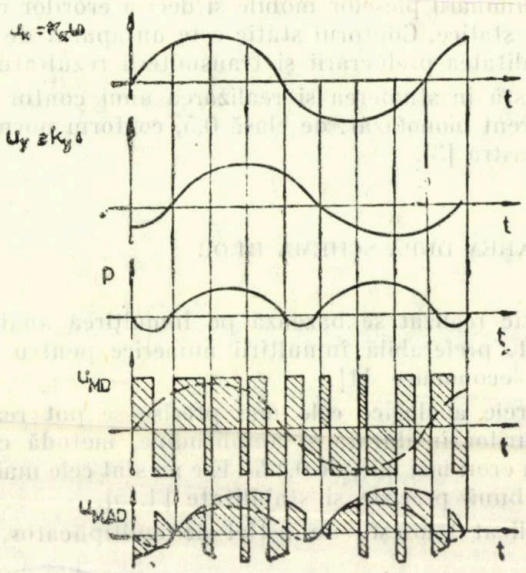


Fig. 2

Extrăgînd componenta continuă a acestei mărimi, cu ajutorul filtrului trece jos F, se obține o tensiune proporțională cu puterea activă P_a, schimbată la bornele generatorului. Această tensiune comandă convertorul tensiune-frecvență CVf, care realizează proporționalitatea :

$$f_0 = K \cdot P_a, \tag{3}$$

sau, înmulțind ambii membrii al ecuației cu timpul t ;

$$n_0 = K \cdot W, \tag{4}$$

adică numărul de impulsuri furnizate la ieșire este proporțională cu energia activă transferată spre consumator. Acest număr este contorizat și afișat în blocul V. Aparatul se alimentează, prin blocul de alimentare BA, de la rețeaua de 220 V.

Principalele blocuri ale aparatului sînt prezentate, mai detaliat, în paragrafele următoare.

2.1. **Modulatorul în durată.** Modulatorul în durată trebuie să asigure un factor de umplere, astfel ca să fie verificată ecuația [6] :

$$u_x = k \cdot \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2}, \tag{5}$$

ceea ce asigură o valoare medie a impulsurilor, de ambele polarități, proporțională cu tensiunea de comandă u_x. Acesată funcție poate fi realizată de o multitudine de circuite electronice, atît cu tranzistoare, cît și cu circuite integrate.

S-a ales o variantă cu amplificatoare operațională, care asigură simplitatea schemei și o liniaritate bună a factorului de transfer. Schema bloc a acestui circuit este prezentată în fig. 3 a.

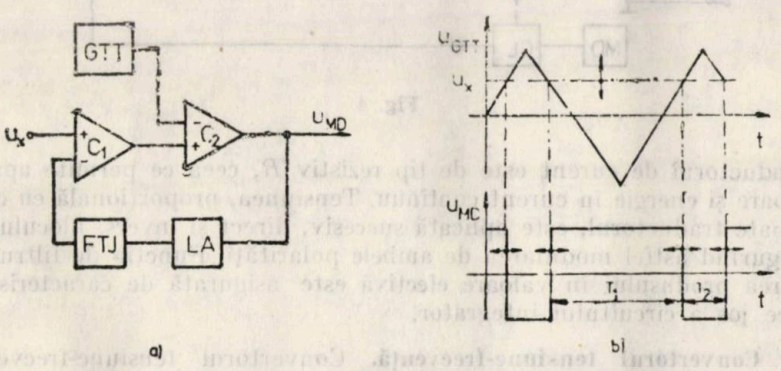


Fig. 3

Circuitul folosește principiul comparării unei tensiuni triunghiulare, furnizată de generatorul de tensiune triunghiulară GTT, cu o tensiune de comandă, comparatorul C_2 furnizînd tensiunea modulată în durată u_{MD}, reprezentată în fig. 3 *b*, funcție de nivelul tensiunii de comandă.

Pentru îmbunătățirea performanțelor circuitului, se folosește o reacție negativă, care prin blocurile de limitare în amplitudine LA și filtru trece jos FTJ asigură demodularea undei modulată în durată [7]. Tensiunea obținută este comparată cu tensiunea modulatoare u_x în comparatorul C_1, care comandă modulatorul în durată în sensul reducerii diferenței dintre eele două tensiuni, deci în sensul reducerii erorii.

2.2. **Modulatorul în amplitudine.** Prin modulația în amplitudine se realizează proporționalitatea între tensiunea de comandă u_y și amplitudinea pozitivă și negativă a impulsurilor modulate în durată. Valoarea medie a acestora devine proporțională cu produsul celor două mărimi decomandă, ținînd seama de relațiile (1), (2) și (5), conform calculului :

$$u_{med} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_y \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot (u_y \cdot T_1 - u_y \cdot T_2) =$$

$$= \frac{T_1 + T_2}{T_1 + T_2} \cdot k_y \cdot i = \frac{u_x}{k} \cdot k_y \cdot i = \frac{k_x \cdot k_y}{k} \cdot u \cdot i = K \cdot p. \qquad (6)$$

Se observă că modulația în amplitudine de ambele polarități este necesară pentru a asigura funcționarea multiplicatorului în 4 cadrane. Modulatorul în amplitudine este realizat, în principiu, din două comutatoare comandate în antifază de modulatorul în durată *MD*, prin intermediul unor circuite logice *CL*, conform fig. 4.

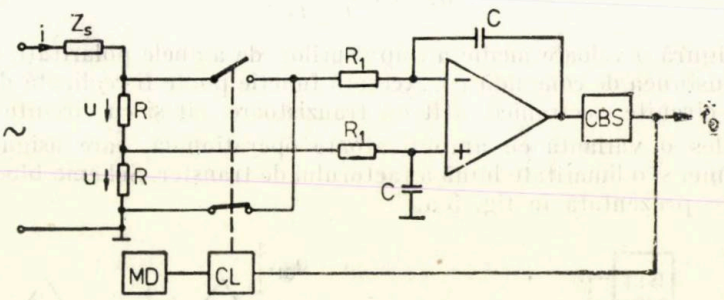


Fig. 4

Traductorul de curent este de tip rezistiv R, ceea ce permite aparatului să măsoare și energie în curent continuu. Tensiunea, proporțională cu curentul ce străbate traductorul, este aplicată succesiv, direct și invers, blocului următor, asigurînd astfel modularea de ambele polarități. Funcția de filtru pentru extragerea produsului în valoare efectivă este asigurată de caracteristica de tip trece jos a circuitului integrator.

2.3. **Convertorul tensiune-frecvență.** Convertorul tensiune-frecvență se realizează, conform fig. 4, cu un circuit integrator și un comparator cu histereză, realizat cu circuitul basculant Schmitt CBS [6].

Considerînd, în starea inițială, tensiunea proporțională cu puterea activă pozitivă, $P_a > 0$, condensatorul integrator se încarcă pînă la atingerea pragului inferior al comparatorului. Acesta basculează și comandă, prin intermediul circuitelor logice, schimbarea semnului tensiunii proporționale cu puterea : $P_a > 0$. Condensatorul se descarcă, pînă la atingerea pragului superior, cînd are loc o nouă basculare. Histereza comparatorului reprezintă o cuantă de energie care este rezoluția contorului :

$$U_H = \frac{1}{R_1 \cdot C} \int P_a \cdot dt = \frac{1}{R_1 \cdot C} \int dW. \qquad (7)$$

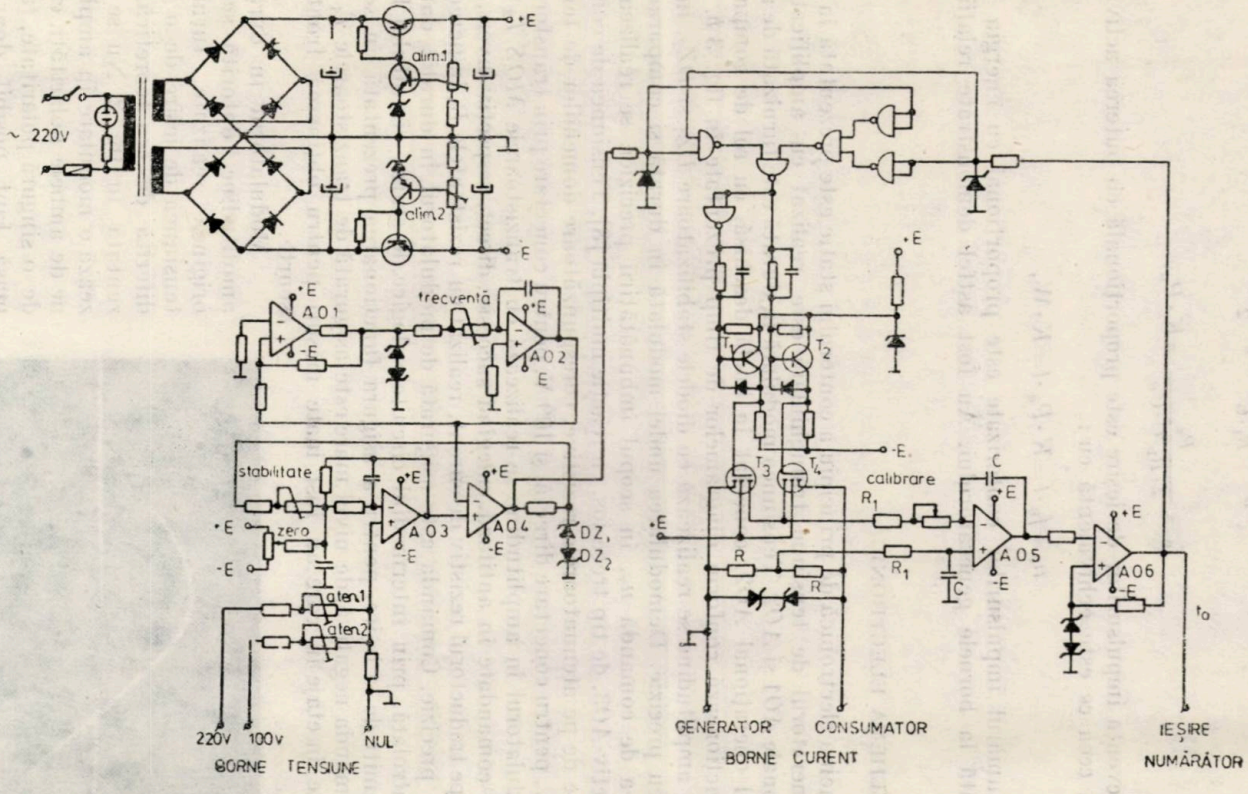

~ 220V
alim.1
alim.2
+E
-E
frecvență
A01
A02
A03
A04
A05
A06
stabilitate
zero
calibrare
R
R1
C
T1
T2
T3
T4
DZ1
DZ2
aten.1
aten.2
220V
100V
NUL
BORNE TENSIUNE
GENERATOR
CONSUMATOR
BORNE CURENT
IEȘIRE
NUMĂRĂTOR
fo

Fig. 5

Impulsurile generate de comparatorul cu histereză se contorizează. Frecvența, lor se calculează din ecuația încărcării liniare a condensatorului integrator între două praguri :

$$U_H = \frac{1}{R_1 \cdot C} \cdot P_a \cdot \frac{T}{2}. \tag{8}$$

Rezultă :

$$f_0 = \frac{P_a}{2 \cdot R_1 \cdot C \cdot U_H} = K \cdot P_a, \tag{9}$$

deci frecvența impulsurilor de ieșire este proporțională cu puterea activă consumată, ceea ce este echivalentă cu :

$$n_0 = f_0 \cdot t = K \cdot P_a \cdot t = K \cdot W, \tag{10}$$

adică numărul impulsurilor contorizate este proporțional cu energia activă schimbată la bornele generatorului. Au fost astfel demonstrate relațiile (3) și (4).

3. SCHEMA ELECTRONICĂ

Schema electronică de principiu a contorului static este prezentată în fig. 5.

Generatorul de tensiune triunghiulară este realizat cu amplificatoarele operaționale $AO1$ și $AO2$. Tensiunea modulată în durată este furnizată de amplificatorul operațional $AO2$, conectat în buclă deschisă, cu rol de comparator, care funcționează conform diagramelor de timp prezentate în fig. 3 *b*. Limitarea în amplitudine se realizează cu diodele stabilizatoare DZ_1 și DZ_2, împerecheate cu precizie. Demodularea undei modulată în durată și compararea cu tensiunea de comandă u_x, în scopul îmbunătățirii preciziei, se realizează cu filtrul activ $AO3$, de tip trece jos, cu reacție multiplă [8]. Tensiunea de comandă se obține de pe atenuatoarele rezistive, corespunzătoare domeniilor de tensiune de 220 V, pentru conectare directă, și 100 V, pentru conectare prin transformator

Modulatorul în amplitudine se realizează cu tranzistoarele MOS T_3 și T_4. Ele sînt comandate în antifază, culegînd succesiv, direct, respectiv invers, tensiunea de pe traductorul rezistiv de curent, realizat cu rezistențele R, împerecheate cu mare precizie. Comanda este asigurată de modulatorul în durată. dar faza este controlată, prin intermediul circuitelor logice,de starea circuitului basculant Schmitt de la ieșire, pentru a asigura funcționarea prezentată în schema bloc. Comanda negativă, de nivel mare este asigurată de tranzistoarele T_1 și T_2, conectate în etaje în care au fost luate măsuri pentru obținerea fronturilor scurte.

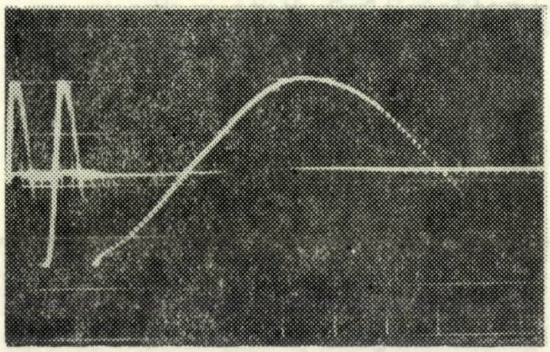


Fig. 6

Modulatorul în durată și amplitudine, datorită schemei originele realizate. furnizează tensiunea de ieșire de o formă diferită de cea teoretică, prezentată în fig. 2. Nu se realizează o modulare în amplitudine de ambele polarități, ci doar de o singură polaritate, față de masă fapt posibil doar prin utilizarea unui integrator diferențial. Forma tensiunii obținute este prezentată în oscilograma din fig. 6.

Factorii de scară corespunzători sînt 1 V/cm pe verticală și 20 ms/cm pe orizontală. O fracțiune de perioadă este vizualizată extins, cu ajutorul unei baze de timp întîrziate, cu un factor de scară pe orizontală de 2 ms/cm. Se observă că factorul de umplere este mult mai mare în prima jumătate a perioadei decît în cea de a doua.

Integratorul realizat cu amplificatorul operațional *AO5* este de tip diferențial [9]. Neavînd nici o intrare concetrată la masă, permite aplicarea ambelor tensiuni de comandă, proporționale cu tensiunea și respectiv curentul din sistem, față de masă și deci evită folosirea transformatoarelor de măsură.

Circuitul basculant Schmitt este realizat cu amplificatorul operațional *AO6*, cu praguri foarte stabile și consum redus de componente.

Blocul de alimentare asigură cele două tensiuni de alimentare necesare circuitului, prin stabilizatoare de tensiune realizate simetric.

Schema este prevăzută cu cîteva reglaje constructive : tensiuni de alimentare. atenuatoare de tensiune, frecvența purtătoare și stabilitatea sistemului cu reacție, reglaje necesare datorită dispersiei caracteristicilor componentelor utilizate. În plus există două reglaje de măsură : reglaj de „zero", care asigură un factor de umplere 0,5 pentru mers în gol și reglaj de calibrare, care asigură constanta aparatului.

4. UTILIZAREA CONTORULUI. PERFORMANȚE

Contorul static realizat este prezentat în fotografia din fig. 7.

Aparatul este destinat măsurării consumului de energie în curent continuu și curent alternativ monofazat. Regimul nominal de funcționare este în curent alternativ cu tensiunea $U_n = 220$ V și curentul $I_n = 1$ A. Conectarea în circuit se face conform fig. 8, folosind bornele 1, 2 pentru intrarea de tensiune, 5, 6 pentru intrarea de curent și 7 de ieșire pentru numărător. În acest regim, constanta aparatului este de 10^4 impulsuri/kWh.

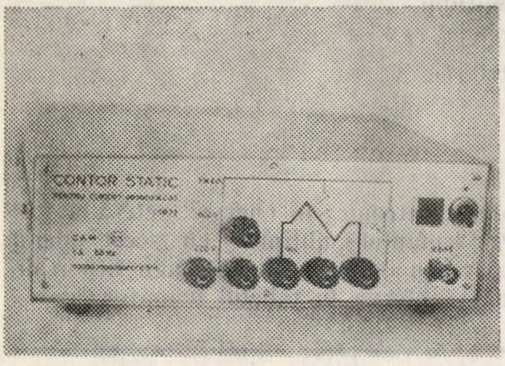


Fig. 7

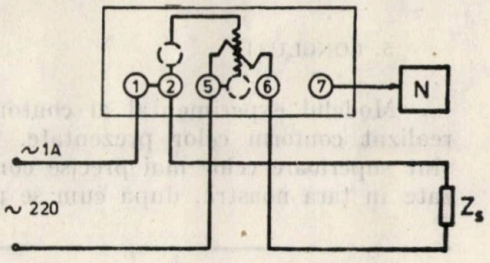


Fig. 8

Pentru măsurări în curent continuu se folosește aceeași conectare, din fig. 8.

Dacă, în curent alternativ, tensiunea sau curentul din sistemul de măsurat au valori diferite de cele nominale, conectarea se face prin transformatoare de măsură, care asigură în secundare valorile standardizate de 100 V și 1 A [3]. În acest caz, conectarea se face conform fig. 9, utilizînd pentru intrarea de tensiune bornele 3, 4, pentru intrarea de curent bornele 5, 6, iar pentru ieșire

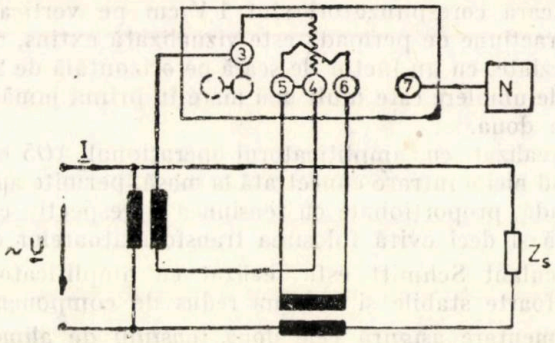


Fig. 9

borna 7. Constanta aparatului depinde, în acest caz, de raportul de transformare folosit.

$$K = \frac{36\,000}{k_U \cdot k_I} \left[\frac{\text{imp}}{\text{kWh}}\right], \tag{11}$$

unde k_U reprezintă raportul de transformare al transformatorului de tensiune iar k_I reprezintă raportul de transformare al transformatorului de curent.

Consumul propriu al circuitelor de tensiune și curent este mai mic decît cel prevăzut de STAS pentru contoarele cu inducție electromagnetică : 2,5 W față de 3 W și 2,5 VA admis [3].

Contorul static realizat a fost supus unor încercări STAS referitoare la contoarele cu inducție electromagnetică, alte norme nefiind încă adoptate în țara noastră [3]. Încercările au fost făcute cu wattmetre de clasă 0,1 și numărător universal, prin metoda cunoscută wattmetru-cronometru.

În plaja de curenți $(5\% \div 125\%) \cdot I_n$, contorul asigură o eroare relativă mai mică decît 0,3%.

La proba de mers în gol poate avea o eroare maximă de un sfert de impuls, indiferent de durata întreruperii circuitului.

Sensibilitatea este mai bună de $0{,}05\% \cdot I_n$.

Coeficientul termic obținut este 0,05% / °C.

5. CONCLUZII

Modelul experimental al contorului electronic de energie activă a fost realizat conform celor prezentate. Performanțele obținute cu acest aparat sînt superioare celor mai precise contoare cu inducție electromagnetică realizate în țara noastră, după cum se poate observa în tabelul următor :

Încercarea STAS	Prevederi STAS clasa 0,5 [3]	Performanțele controlului static
eroarea relativă	1%	0,3%
sensibilitatea	$0{,}4\% \cdot I_n$	$0{,}05\% \cdot I_n$
mersul în gol	se apreciază	maximum 0,25 impuls
coeficientul termic	0,05%/ °C	0,05%/ °C

Aparatul realizat folosește o schemă simplă, ușor de pus în funcțiune cu doar două reglaje de măsură. Evită folosirea transformatoarelor de măsură și este realizat în exclusivitate cu componente produse în țară. Prețul relativ scăzut permite înlocuirea contoarelor cu inducție de clasă 0,5 cu contoare statice de aceeași clasă sau chiar mai precise.

Contorul prezentat pentru măsurări în curent continuu și alternativ monofazat poate fi utilizat, în funcție de conectare, și pentru măsurarea energiei active, respectiv reactive, în sistemele trifazate, folosind două sau trei blocuri de înmulțire și doar unul de conversie tensiune-frecvență, care realizează și însumarea energiilor de pe faze.

BIBLIOGRAFIE

1. Pop, E. și Stoica, V.: Principii și metode de măsurare numerică. Editura Facla Timișoara, 1977
2. Vonarburg, H. și Vries. J. H.: Compteur électronique de haute précision, Revue Landys-Gyr, nr. 1/1972
3. STAS 4198/1 și 4198/2, 1968
4. Analog Devices: Data Acquisition Products Catalog, Norwood, 1978
5. Burr-Brown: General Catalog 1979, Tucson, 1978
6. Laumann, H. și Petr, I.: Compteur de précision de la classe 0,5 avec système de mesure statique, Revue Landys-Gyr, nr. 4/1974
7. Analog Devices: Nonlinear Circuits Handbook, Norwood, 1974
8. Bulucea, C., Vais. M., Profeta, H.: Circuite integrate liniare, Editura tehnică, București, 1976
9. Gazin, J. F.: Manuel d'applications C.I.L., Tome 3: Filtres actifs a amplificateurs opérationnels, Sescosem, Paris, 1974.

ELEKTRONISCHER ELETRIZITÄTSZÄHLER

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit sind die Grundprinzipien und die Schaltung eines in Gleich- und Wechselstrom funktionierenden elektronischen Elektrizitätszähler dargestellt. Die Ergebnisse der an diesem Zähler durchgeführten Versuche und die Vorteile des elektronischen Zähler durchgeführten Versuche gegenüber den Induktionszähler sind auch angedeutet.

Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timișoara
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 1 — 1979

IMPLICAȚII TEHNICO-ECONOMICE ÎN CONSTRUCȚIA DISPOZITIVELOR DE MĂSURARE CORELATIVĂ

DE

E. PETRIU

INTRODUCERE

In funcție de aplicațiile cărora le sînt destinate dispozitivelor de măsurare corelativă li se impun anumite performanțe privind : eroarea de măsurare, durata procesului de măsurare, banda de frecvență a semnalelor analizate, domeniul de variație a argumentului funcției de corelație precum și numărul de puncte care trebuiesc determinate pentru funcția de corelație. De asemenea trebuie să se aibă în vedere eventuala necesitate a unor dezvoltări ulterioare a dispozitivelor de măsurare corelativă. Alegerea soluției constructive se face astfel încît să fie îndeplinite toate performanțele impuse în condițiile unui cost total minim.

Deoarece echipamentul de extragere a datelor se alege de la bun început conform cerințelor impuse de utilizator, alegerea soluției constructive se referă doar la echipamentul de conversie și de prelucrare a datelor (procesor și memorie).

RELAȚII DE INTERDEPENDENȚĂ DINTRE PERFORMANȚELE CORELATOARELOR ȘI PARAMETRII CONSTRUCTIVI

Pentru a obiectiviza procesul de stabilire a structurii corelatoarelor funcție de performanțele impuse, este necesar să se stabilească relațiile de interdependență dintre aceste performanțe și parametrii elementelor constructive. Toate dispozitivele de măsurare corelativă introduc o eroare de măsurare „ε_T" datorită timpului finit „T" afectat în mod practic calculelor necesare pentru estimarea fiecărei ordonate a funcției de corelație. Această eroare este funcție [1], pe lîngă „T", de banda „B" a semnalelor analizate și de rezoluția „$R_x(o)\cdot R_y(o)/R^2_{xy}(\tau)$" impusă pentru estimarea funcției de corelație :

În cazul (de referință) unor semnale de intrare Gaussiene, albe, relația se scrie [1] :

$$\varepsilon_T^2 = \frac{Var\,[R^*_{x,y}(\tau)]}{R^2_{x,y}(\tau)} \approx \frac{1}{2\cdot B\cdot T}\left[1+\frac{R_x(o)\cdot R_y(o)}{R^2_{xy}(\tau)}\right]; \qquad (1)$$

În cazul reprezentării deterministe analogice mai apare, suplimentar, o eroare „ε_c" datorită impreciziei elementelor analogice de calcul și memorare, a cărui valoare este funcție de complexitatea acestor elemente, relația dintre ele $f_1(\ldots)$ fiind determinată neanalitic (grafice, sau tabele) și depinzînd de factori economici.

$$\varepsilon_0 \approx f_1 \text{ (complexitate elemente)} \qquad (2)$$

În cazul reprezentării deterministe numerice, pe lîngă „ε_T", mai apare o eroare „ε_{qDET}" datorită cuantizării. Această eroare, are în cazul semnalelor de intrare Gaussiene albe, în domeniul $[-3\cdot\sigma_{semnal}, \ldots, 3\cdot\sigma_{semnal}]$, expresia [2] :

$$\varepsilon_{qDET.} = \frac{R_{zg.\,cuantiz.}(0)}{R_{xy}(0)} \approx \frac{3}{n^2}; \tag{3}$$

unde „n" este numărul intervalelor de cuantizare.

În cazul reprezentării probabilistice numerice, pe lîngă eroarea „ε_T", mai apare o eroare „$\varepsilon_{qPROB.}$" datorită cuantizării, avînd expresia de forma [3]

$$\varepsilon^2_{qPROB.} = \frac{Var\,[R^*_{XZq,\,YZq}(\tau)]}{R^2_{x,y}(\tau)} = \varepsilon^2_T \cdot f_2(n) \tag{4}$$

unde „$f_2(n)$" este o funcție neliniară de numărul intervalelor de cuantizare. Astfel în cazul semnalelor de intrare Gaussiene, albe, „$f_2(n)$" este definită tabelar [3] astfel :

n	2	4	8	16	.... ∞
$\sqrt{f_2(n)+1}$	72,23	2,75	1,23	1,054	1

Ținîndu-se seama de expresiile erorilor din (1), (2), (3) și (4) rezultă în final expresiile erorilor pentru cele trei moduri principale de reprezentare și prelucrare a semnalelor în dispozitivele de măsurare corelativă :

– în cazul reprezentării determinate analogice :

$$\varepsilon_{ANALOG.} = \varepsilon_T + \varepsilon_C = \sqrt{\frac{1}{2\cdot B\cdot T}\left[1+\frac{R_x(o)\cdot R_y(o)}{R^2_{x,y}(\tau)}\right]} + f_1\,\text{complexitate elemente}); \tag{5}$$

– în cazul reprezentării deterministe numerice :

$$\varepsilon_{DET.\,NUM.} = \varepsilon_T + \varepsilon_{qDET.} = \sqrt{\frac{1}{2\cdot B\cdot T}\left[1+\frac{R_x(o)\cdot R_y(o)}{R^2_{x,y}(\tau)}\right]} + \frac{3}{n^3}; \tag{6}$$

– în cazul reprezentării probabilistice numerice :

$$\varepsilon_{PROB.\,NUM.} = \varepsilon_T + \varepsilon_{qPROB.} = \sqrt{\frac{1}{2\cdot B\cdot T}\left[1+\frac{R_x(o)+R_y(o)}{R^2_{x,y}(\tau)}\right]}\cdot(1+\sqrt{f_2(n)}). \tag{7}$$

În fig. 1. sînt reprezentate grafic interdependențele dintre erorile de estimare a funcției de corelație, timpul de calcul pentru o ordonată a funcției de corelație și complexitatea procesorului. Graficele au fost determinate de autor pentru cazul unor semnale de intrare cu frecvența de 30 Hz și unei rezoluții de citire a funcției de corelație de 1% (pentru valorile cuprinse între 1% și 100% din valoarea maximă a funcției de corelație este garantată o eroare $\leqslant \varepsilon$; iar pentru valorile sub 1% din valoarea maximă eroarea depășind ε). Se poate remarca precizia mai bună și durata de calcul mai mare a soluțiilor probabilistice față de cele deterministe.

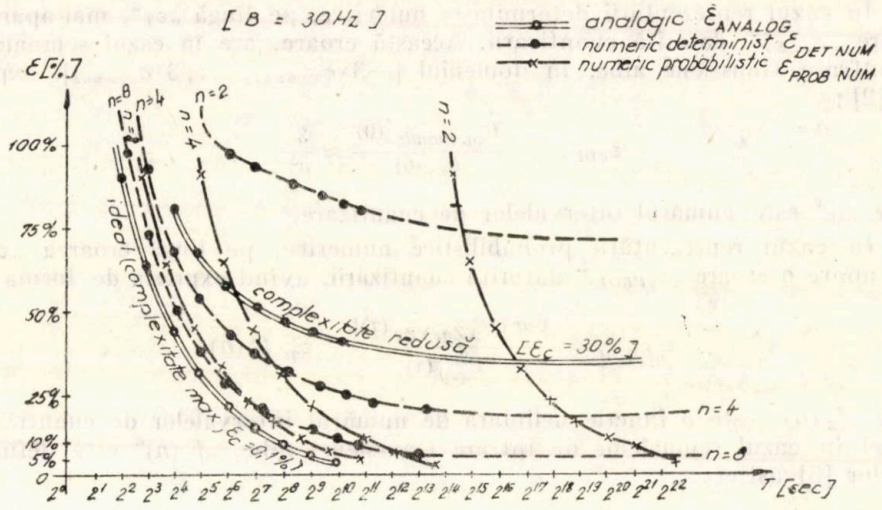


Fig. 1

Alegerea modului de reprezentare și prelucrare a datelor se face pe baza analizei posibilităților constructive de realizare a performanțelor impuse pentru domeniul argumentului „τ" al funcției de corelație. La întîrzieri „τ" mai mari de „zeci de milisecunde" [4] metodele analogice de realizare a întîrzierilor sînt mult inferioare celor numerice. În gama „milisecunde .... microsecunde" nu se poate face o evaluare imediată a superiorității vreuneia dintre cele două moduri de reprezentare și prelucrare a datelor; folosindu-se uneori soluții hibride [5]. La întîrzieri mari mici decît o microsecundă metodele numerice de realizare a întîrzierilor nu se mai pot folosi.

Alegerea tipului de structură : uniprocesor sau multiprocesor se face ținîndu-se seama de interdependența „eroare-timp de calcul – principiu de reprezentare a mărimilor – complexitatea dispozitivului de calcul" dată de (5), (6), (7) și exemplificată în fig. 1. Astfel cunoscînd „B", „ε_{impus}" și timpul de calcul total disponibil „T_{DISP}" precum și numărul M de puncte ale funcției de corelație, se poate vedea din diagramele $\varepsilon = f$ (T, complexitate maximă) dacă eroarea „ε_{impus}" duce sau nu la o valoarea „$T_{\varepsilon_{imp}}$." mai mică decît „T_{DISP}/M" Dacă

$$T_{\varepsilon_{imp}} \leqslant T_{DISP.}/M \; ; \tag{8}$$

este suficientă o structură uniprocesor. Dacă însă valoarea „$T_{\varepsilon_{imp}}$" găsită ca necesară pentru timpul de calcul este :

$$T_{\varepsilon_{imp}} > T_{DISP.}/M \; ; \tag{9}$$

este absolut necesară o structură multiprocesor avînd un număr de procesoare cel puțin de :

$$\text{N PROCESOARE} = \frac{M \cdot T_{\varepsilon_{imp}}}{T_{DISP.}} \Bigg| \text{ rotunjit la valoarea întreagă superioară}$$

În fig. 2. se, ilustrează această procedură de alegere a tipului structurii.

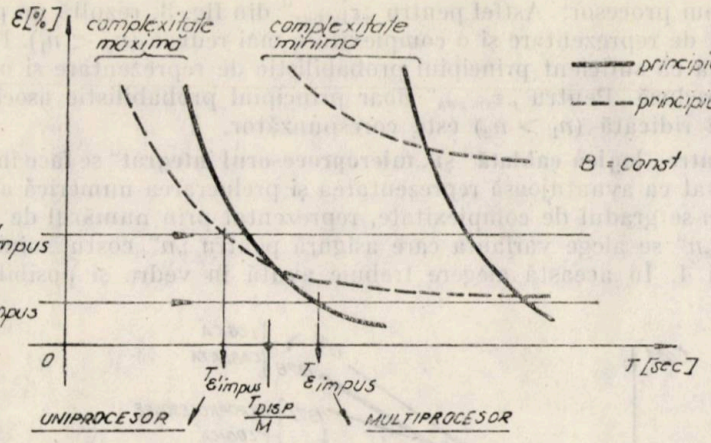


Fig. 2

Alegerea tipului structurii sistemului de calcul a funcției de corelație. Pentru același număr de puncte „M" și același timp disponibil „T_{DISP}" în cazul erorii „ε'_{impus} este îndeplinită condiția (8) și se alege structura unui procesor, iar în cazul unei erori admise mai mici „ε_{impus}" se ajunge în condiția (9) care duce la alegerea structurii multiprocesor.

Alegerea principiului de reprezentare a mărimilor și a complexității procesorului se face tot pe baza analizei diagramei interdependenței dintre parametrii funcționali și cei constructivi ai dispozitivului de măsurare corelativă (fig. 3).

Alegerea principiului de reprezentare a mărimilor și complexitatea procesorului.

Se ia în considerare caracteristica $\varepsilon = f(T)$ care pentru un „ε_{impus}" dă cel mai mare „$T_{\varepsilon_{impus}}$" încă mai mic decît timpul de calcul „$T_{DISP.\ PROC.}$" aflat

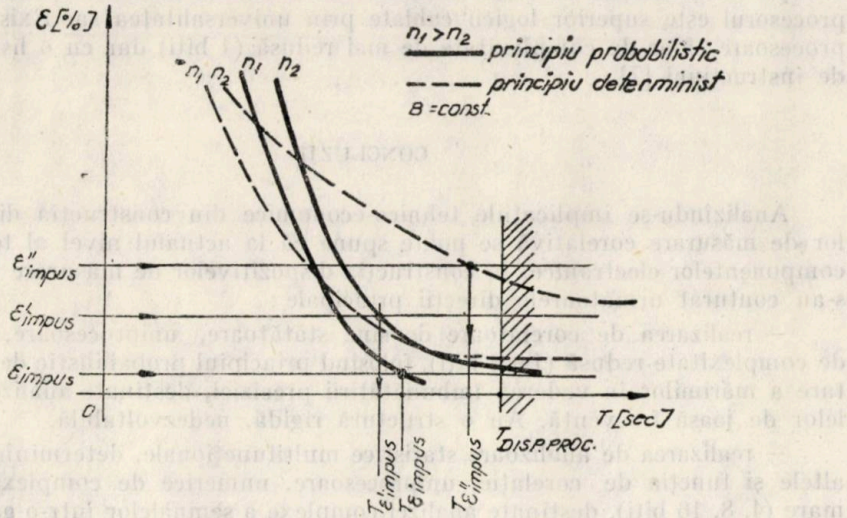


Fig. 3

la dispoziția unui procesor. Astfel pentru „ε''_{impus}" din fig. 3. rezultă un principiu determinist de reprezentare și o complexitate mai redusă ($n_2 < n_1$). Pentru „ε'_{impus}" rezultă ca suficient principiul probabilistic de reprezentare și o complexitate mai redusă. Pentru „ε_{impus}" doar principiul probabilistic asociat cu o complexitate ridicată ($n_1 > n_2$) este corespunzător.

Alegerea între „logica cablată" și „microprocesorul integrat" se face în cazul în care a rezultat ca avantajoasă reprezentarea și prelucrarea numerică a datelor. Cunoscîndu-se gradul de complexitate, reprezentat prin numărul de nivele de cuantizare „n" se alege varianta care asigură pentru „n" costul minim [6] conform figurii 4. În această alegere trebuie avută în vedre și posibilitatea

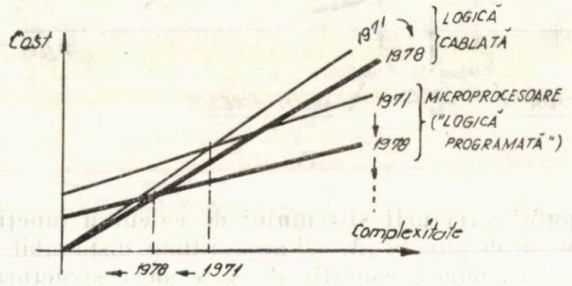


Fig. 4

de extindere ușoară a configurațiilor realizate în jurul unui microprocesor precum și efortul mai redus la proiectare asociat cu fiabilitatea mai ridicată a „logicii programate" (microprocesor) față de logica cablată.

La actualul nivel tehnologic doar în cadrul unor complexități mai mici de 4 biți (16 nivele de cuantizare) mai este de preferat „logica cablată" față de „logica programată" așa cum este cazul corelatoarelor destinate analizei semnalelor de joasă frecvență în cazul cărora și timpul disponibil de calcul este mai mare. În acest caz reprezentarea probabilistică asociată „logicii cablate" de complexitate redusă poate asigura o bună precizie ($\approx 1\%$) de estimare a funcției de corelație. În cazul analizoarelor statistice multifuncționale, microprocesorul este superior logicii cablate prin universalitatea sa. Există microprocesoare chiar de complexitate de mai redusă (4 biți) dar cu o listă bogată de instrucțiuni [7].

CONCLUZII

Analizîndu-se implicațiile tehnico-economice din construcția dispozitivelor de măsurare corelativă se poate spune că la actualul nivel al tehnologiei componentelor electronice, în construcția dispozitivelor de măsurare corelativă s-au conturat următoarele direcții principale :

— realizarea de corelatoare de sine stătătoare, uniprocesoare, numerice de complexitate redusă (1—2 biți), folosind principiul probabilistic de reprezentare a mărimilor în vederea îmbunătățirii preciziei, destinate analizei semnalelor de joasă frecvență. Au o structură rigidă, nedezvoltabilă.

— realizarea de analizoare statistice multifuncționale, determinînd printre altele și funcția de corelație, uniprocesoare, numerice de complexitate mai mare (4, 8, 16 biți), destinate analizei complexe a semnalelor într-o gamă largă de frecvențe. Analizoarele sînt construite în jurul unui microprocesor, implemen-

tarea algoritmilor corespunzători diferitelor mărimi statistice măsurate făcîndu-se prin programare și înscrierea programelor în memorii fixe (*ROM* sau *REPROM*). Sînt caracterizate printr-o mare maleabilitate și posibilități bune de dezvoltare ulterioară. Întreg efortul de proiectare este îndreptat doar asupra îmbunătățirii eficienței programelor de calcul, pe baza unor algoritmi rapizi adaptați structurii și listei de instrucțiuni a microprocesorului folosit; acest efort este ușurat de compatibilitatea care există între microprocesoarele produse de diverșii fabricanți.

— realizarea unor dispozitive de măsurare corelativă, destinate unor aplicații neconvenționale în care nu pot fi utilizate dispozitivele de măsurare corelativă de uz general (din primele două categorii). Există astfel corelatoare analogice destinate unor aplicații în înaltă frecvență [8, 9]. Există de asemenea dispozitive de măsurare corelativă optice sau electrono-optice destinate recunoașterii unor imagini optice [8, 10].

BIBLIOGRAFIE

1. Bendat J. S., Piersol A. G., „Measurement and analysis of random data". — — John Viley & Sons, New York — London — Sydney, 1966.
2. Gribanov Iu. I., Veselov G. P., Andreev V. N., „Avtomaticeskie țifrovîe korreliatori". — Energhia, Moskva, 1971.
3. Chang Ke-Yen., Moore D., „Modified Digidtal Correlator and Its Estimation Errors" — IEEE. Tr. Inf. Theory, vol IT — 16, Nov. 1970.
4. ***, „Serial analogue memories and their applications" — Electronic Engineering, Jan. 1975.
5. Bow B. L., „Correlation entering new fields with nreal-time signal analysis". — Electronics, Oct. 31, 1966, vol. 39, noi. 22.
6. Pop E., Stoica V., „Principii și metode de măsurare numerică". Facla, Timișoara, 1977.
7. ***, „Microprocessors the Minicomputer/Random Logic Alternative". — Electronic Engineering, March 1975.
8. Jovinski V. M., Arhovski V. F., „Korelioționnîe ustroistva" — Energhia, Moskva, 1974.
9. Klas F., „Apparatura dlia orientații v cosmose, osnovanaia na slojenii za zvezdnim polem" — Zarubejnaia radioelektronika, 1963, No. 3.
10. Picciote R., Skendoroff G., „Distance measurement system operating with an opticol correlator". — J. Revue Tehnique Thomson — CSF, v.1, no. 3, 1969.

TECHNIC-ECONOMICAL IMPLICATIONS IN CORRELATION MEASURING DEVICES CONSTRUCTION

ABSTRACT

Starting from interdependence relations between performances and structural parameters, an objective method for design of internal data representation, processing mode, number of processors, microprocessor/random logic structure, is stated in general case of correlation measuring devices.

Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timișoara
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 1 — 1979

DETERMINAREA TEORETICĂ ȘI EXPERIMENTALĂ A FORȚEI DE ATRACȚIE LA ELECTROMAGNEȚII DE CURENT CONTINUU ÎN REGIM DINAMIC

DE
AL. VASILIEVICI, P. ANDEA

1. INTRODUCERE

Electromagneții de curent continuu se folosesc în calitate de organ motor al aparatelor electrice. Creșterea vitezei de acționare, precum și necesitatea creșterii duratei medii de viață și a fiabilității aparatelor electrice, impun pentru calculele de proiectare și în exploatare cunoașterea caracteristicilor dinamice ale electromagneților.

2. CONSIDERENTE ENERGETICE

În timpul deplasării armăturii, electromagneții transformă energia electrică în energie mecanică prin intemediul cîmpului electromagnetic. Cum în timpul procesului de transformare a energiilor apar pierderi și se acumulează energii, pentru estimarea proprietăților statice și dinamice ale electromagneților se impune analiza sub aspect energetic. Astfel dacă se notează cu W_e energia electrică absorbită de electromagnet, atunci energia magnetică W_m se obține scăzînd din prima pierderile prin efect Joule Lentz (W_R) precum și energia acumulată în capacități (W_c).

$$W_m = W_e - W_R - W_c \tag{1}$$

Energia mecanică totală transformată se obține după scăderea pierderilor în fier (W_{Fe}) și a energiei acumulate în inductivități (W_L)

$$W_{mec} = W_m - W_{Fe} - W_L \tag{2}$$

Pentru a se obține energia mecanică utilă trebuie luate în considerare și pierderile prin frecare (W_μ) și energia cinetică a maselor în mișcare (W_{cin}).

$$W_{mec\ n} = W_{mec} - W_\mu - W_{cin} \tag{2}$$

Regimul static, corespunzînd unui caz limită, presupune transformări de energie la o deplasare a armăturii infinit de înceată și la un curent constant (I_n), impunînd astfel neglijarea termenilor W_c, W_L, W_μ și W_{cin}. De aceea calculele efectuate în acest regim conduc la forțe și energii mecanice ce nu se verifică experimental.

Ecuațiile de bază din dinamica electromagneților [2], [4], arată că o soluționare generală nu este posibilă :

$$U = iR + \frac{d\psi(x, i)}{dt} \tag{3}$$

$$F = \frac{\partial}{\partial x}\int_0^i \psi(x, i)\, di = -\frac{\partial}{\partial x}\int_0^{\psi} i(x, \psi)\, d\psi \tag{4}$$

$$F = m\frac{d^2x}{dt^2} + r\frac{dx}{dt} + cx + F_r + \mu F \tag{5}$$

În aceste relații :

U	— tensiunea la borne	m	— masa părților în mișcare
i	— curentul	c	— constanta resortului
ψ	— înlănțuirea magnetică	r	— coeficient de frecare
R	— rezistența înfășurării	μF_N	— forța de frecare
x	— poziția armăturii mobile	F_r	— forța rezistentă

Pentru a evidenția modul de variație a parametrilor caracteristici ai electromagnetului în regim dinamic, conform ecuațiilor (3) – (5) s-a construit diagrama complexă din fig. 1, cuprinzînd variațiile $\psi = f(i)$ de la δ_{min} la δ_{max} ; $F_d = f(\delta)$, $i = f(t)$ și $\delta = f(t)$. Pe aceeași diagramă s-a construit caracteristica statică $F_{st} = f(\delta)$ și s-a reprezentat prin aria 066′ lucrul mecanic dezvoltat de electromagnet în regim static.

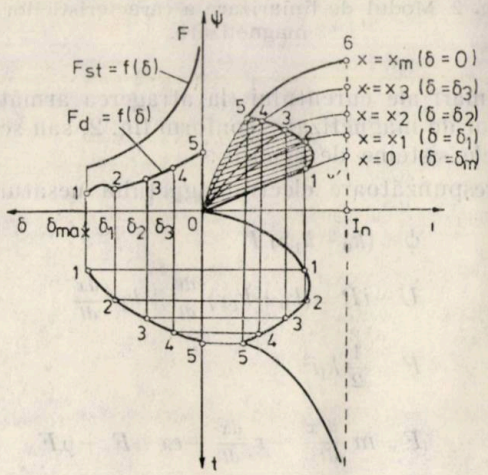


Fig. 1. Modul de variație a parametrilor caracteristici ai electromagnetului în regim dinamic.

Simpla comparare a acestei arii cu cea determinată pentru regimul dinamic (aria hașurată 012 345), precum și cea a forței statice $F_{st} = f(\delta)$ cu cea din regimul dinamic $F_d = f(\delta)$, evidențiază faptul că forța și lucrul mecanic dezvoltat în regim dinamic se micșorează esențial față de valorile calculate în regimul static. Rezultă deci necesitatea elaborării unor metode de calcul a forțelor care să se bazeze pe caracteristicile dinamice ale electromagneților.

4. CALCULUL FORȚELOR ÎM REGIM DINAMIC

Prin metodele clasice elaborate pentru calculele de proiectare și de optimizare [1], [4] determinarea dimensiunilor geometrice se face pe baza caracteristicilor statice și prin recalcularea și considerarea unor caracteristici dinamice, se ajunge la stabilirea dimensiunilor geometrice. Au fost elaborate și metode de sinteză pentru tipuri speciale de electromagneți [3].

Pornind de la sistemul de ecuații (3) – (5), cu considerarea a două domenii distincte pentru caracteristica $\psi = f(i)$ și anume unul nesaturat corespunzător valorilor mici ale curentului (în momentul conectării) și unul saturat corespunzător valorilor mari ale curentului (la atragerea armăturii) și prin liniarizarea caracteristicilor de magnetizare, conform fig. 2, sau scris pentru cele două domenii, următoarele sisteme de ecuații :

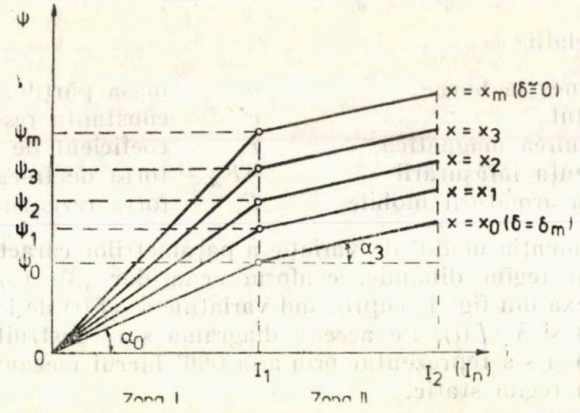


Fig. 2. Modul de liniarizare a caracteristicilor de magnetizare.

a) Zona I, corespunzătoare electromagnetului nesaturat :

$$\begin{aligned} \psi &= (k_0 + k_1 x)\, I \\ U - iR &= (k_0 + k_1 x)\frac{di}{dt} + k_1 i \frac{dx}{dt} \\ F &= \frac{1}{2} k_1 i^2 \\ F &= m\frac{d^2x}{dt^2} + r\frac{dx}{dt} + cx + F_r + \mu F_N \end{aligned} \tag{6}$$

b) Zona II, corespunzătoare electromagnetului saturat :

$$\begin{aligned} \psi &= (\psi_0 + k_2 x) + k_3 (i - I_1) \\ U - iR &= k_3 \frac{di}{dt} + k_2 \frac{dx}{dt} \\ F &= k_2 i \\ F &= m\frac{d^2x}{dt} + r\frac{dx}{dt} + cx + F_r + \mu F_n \end{aligned} \tag{7}$$

În sistemele de ecuații (6) și (7), coeficienții introduși conform figurii 2 se determină din următoarele relații :

$$k_0 = \operatorname{tg} \alpha_0 \qquad k_2 = \frac{\psi_m - \psi_0}{x_m}$$
$$k_3 = \operatorname{tg} \alpha_3 \qquad k_1 = \frac{k_2}{I_1} \tag{8}$$
$$\psi_0 + k_0 I_1$$

Sistemele de ecuații (6) și (7) se pot soluționa cu ajutorul calculatorului. În anumite condiții se pot obține și soluții analitice. Spre exemplu, dacă se consideră constantă viteza de deplasare a armăturii $\frac{dx}{dt} = ct$, soluțiile sînt :

Pentru sistemul (6) :

$$i = \frac{U}{R + k_1 \frac{dx}{dt}} \left(1 - e^{-\frac{R + k_1 \frac{dx}{dt}}{k_0 + k_1 x}}\right) \tag{9}$$

$$F = \frac{1}{2} k_1 i^2 \tag{10}$$

Pentru sistemul (7)

$$i = \frac{U - k_2 \frac{dx}{dt}}{R} \left(1 - e^{\frac{-R}{k_3} t}\right) \tag{11}$$

$$F = k_2 i \tag{12}$$

Soluțiile (9), (10), (11), (12) oferă o imagine concludentă privind variația parametrilor electrici și a forței dinamice în funcție de poziția armăturii și viteza ei de deplasare.

5. METODĂ INDIRECTĂ DE DETREMINARE EXPERIMENTALĂ A FORȚELOR DE ATRACȚIE DEZVOLTATE DE ELECTROMAGNEȚI DE CURENT CONTINUU ÎN REGIM DINAMIC DE FUNCȚIONARE

Principiul metodei constă în determinarea forțelor dinamice cu ajutorul ecuației (5), din prezenta lucrare, prin măsurarea experimentală a accelerației armăturii mobile $\left\{\frac{d^2x}{dt}\right\}$ calcularea vitezei de deplasare $\left\{\frac{dx}{dt}\right\}$ și poziției acesteia (x) prin integrarea în timp a accelerației măsurate, considerîndu-se cunoscute mărimile m, r, c, F_r și μF_N.

Măsurarea experimentală a accelerației armăturii mobile se poate realiza cu ajutorul unor traductori de lungime sau a unor traductori piezo-electrici de aceelerație, într-un montaj corespunzător.

6. REZULTATE EXPERIMENTALE

S-au efectuat determinări de forțe dinamice prin metoda indicată anterior pe un dispozitiv electromagnetic de un tip special (prototip) utilizabil la acționarea separatoarelor electrice de înaltă tensiune. Schema bloc a montajului

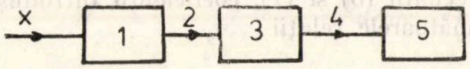


Fig. 3. Schema bloc a montajului pentru măsurarea acceleraţiei :

x — acceleraţie ; *1* — traducător piezoelectric de acceleraţie ; *2* şi *4* — linii de legătură ; *3* — amplificator ; *5* — aparat de înregistrare.

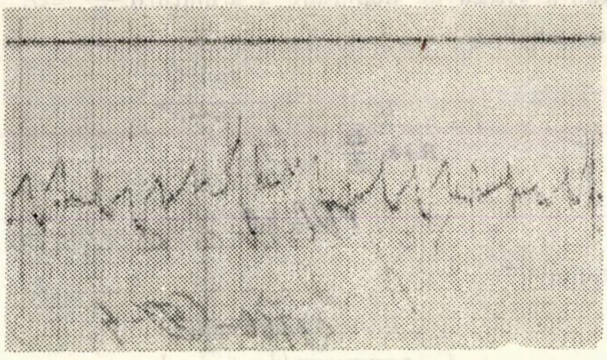


Fig. 4. Oscilograma acceleraţiei armăturii mobile.

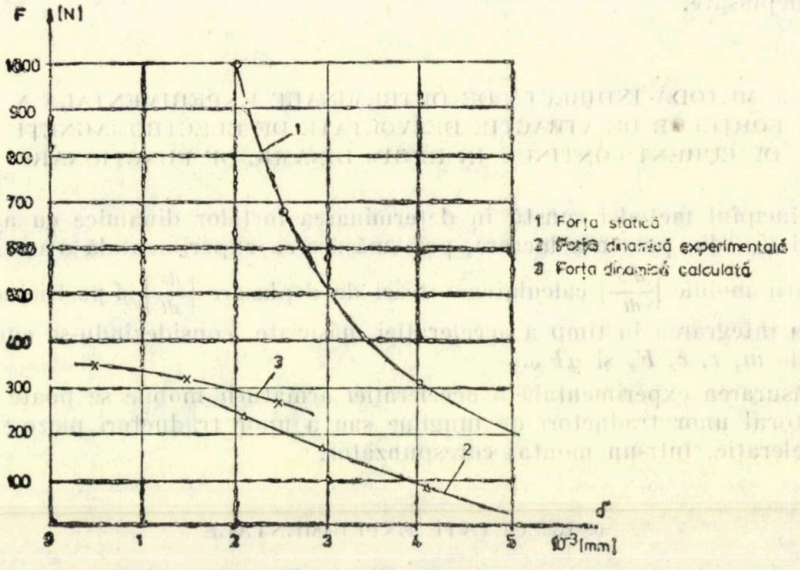


Fig. 5. Caracteristicile forţelor dezvoltate de electromagneţi în regim static şi dinamic de funcţionare :

1 — Forţa statică determinată experimentală ; *2* — Forţa dinamică determinată experimental ; *3* — Forţa dinamică calculată.

este prezentată în fig. 3 iar înregistrările obținute sînt prezentate în graficul din fig. 4.

Pe graficul din fig. 5 sînt reprezentate caracteristicile $F_{st}=f(\delta)$ determinate în regim static, valorile calculate pentru forță cu ajutorul ecuațiilor (9), (10), (11), (12) în regim dinamic, precum și forța dinamică determinată pe baza prelucrării rezultatelor experimentale prezentate în fig. 4.

7. CONCLUZII

Liniarizarea în cadrul a două zone (nesaturată și saturată) a caracteristicii de magnetizare, a dus la simplificarea ecuațiilor ce descriu procesele dinamice, permițînd ca prin rezolvarea sistemelor de ecuații scrise să se obțină variația forței în raport cu întrefierul la electromagneții de curent continuu în regim dinamic.

Rezultatele experimentale obținute confirmă considerațiile teoretice prezentate la capitolul 3 și verifică soluțiile analitice stabilite de autori pentru forțele de atracție în regim dinamic.

BIBLIOGRAFIE

1. I. SUCIU „Aparate electrice" Ed. did. și pedagogică, București 1968.
2. E. Kallenbach, L. Denk „Bewertung des dynamischen Verhaltens von Gleichstrommagneten", în Feingerätetechnik 25, Heft 9, 1976, p. 418–421.
3. E. Kallenbacg, L, Denk, M. Seitz „Ein Beitrag zur Synthese schneller Electromagnete", in XIX Intern. Wiss. Koll T.H. Ilmenau, 1974, p. 79–84.
4. G. Hortopan „Aparate electrice" Ed. did. și pedagogică, București, 1967.

TEORETISCHE UND EXPERIMENTELLE BESTIMMUNG DER ANZIEHUNGSKRAFT BEI GLEICHSTROMELEKTROMAGNETE IN DINAMISCHEN BETRIEB

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit werden die Beziehungen zwischen den elektrischen und magnetischen Grössen für den gesättigten und ungestättigten Zustand der Gleichstromelektromagneten fest behalten. Die Gleichung der Bewegung der beweglichen Eisenkerne berücksichtigend ergibt sich der Einfluss der dynamischen Arbeitsweise auf die entwickelten Kräfte, der durch experimentelle Messungen veranschaulicht wid.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 1 — 1979**

CONSIDERATIONS ON DISIGNING OF SYNCHRONOUS MACHINES WITH PERMANENT MAGNETS

BY

GH. ATANASIU, MONICA PLAPŞA

1. INTRODUCTION

In electric machines with permanent magnet, it is the permanent magnet system which generates the inductor magnetic field. The elaboration of Alni and Alnico alloys, then of the ferrites, and later on of the alloys from ferromagnetic elements and rare earths have been important stages in realization of these machines.

The constructives forms of magnetic circuits are determined especially by the magnetic properties and by the machining technology of the alloys by the destination and power of the machines. Most of the existing synchronous machines have the magnetic system with rotary magnet and differ from one another only with regard to rotor construction ; the following rotor types are known ;

a) rotor with cylindrical magnet, radially magnetized ;

b) rotor with salient poles of „star" type with polar parts ;

c) „star" – like rotor with polar parts ;

d) rotor with „claw" – like construction.

The magnet is fastened on the shaft by means of sleeves (Al or Zn) or by injecting of thermoplastic materials. The polar parts protect the magnet against non — symmetrical demagnetization and provides a more uniform distribution and greater values in the induction in the air gap. In star like rotor the induction is of $B_\delta = 0.2 ; 0 \cdot \frac{Wb}{m^2}$ order and at claw rotors it attains $B_\delta = 0.6 ; 0.7 \frac{Wb}{m^2}$. In case of synchronous motors it is necessary to obtain a suitable start until synchronous running. Two of the most frequently chosen solutions with this purpose are the following :

a) snchronous motor with permanent magnets and starting cage ;

b) synchronous motor with permanent magnets and hysterisis ring ;

Synchronous motors with permanent magnets are used in most cases for the purpose of synchronized drives in automatics and telemechanics as servomotors and step-by-step motors. Due to non-linear magnetic B(H) characteristics and their sensitive change under the influence of external magnetic fields, of present-day magnetic materials used performing inductor parts, the designing of these machine types is difficult. In the present paper there are made some considerations on designing of a rotor inductor system, provided with permanent magnet, for a given stator. Results and conclusions of experimental investigations are presented.

2. SPECIFIC DESIGNING ELEMENST OF A SYNCHRONOUS MOTOR WITH PERMANENT MAGNETS

In designing synchronous motors with permanent magnet is aimed to attain a minimum volume of the inductor system, by a stored magnetic energy as high as possible.

The case analysed in the present paper aims to attain optimal magnetic and geometrical parameters for a permanent magnet system in a given stator and power.

According to the considerations shown in [1], the permanent active volume is given by the expression ;

$$V_M = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \frac{1 + \frac{1}{k}}{f \cdot \xi \cdot B_r \cdot H_c} P \tag{1}$$

where P is the electromagnetic power of the machine, f the net frequency, B_r the remanent induction, H_c the coercitive magnetic field, and ξ and k coefficients which will be analysed below.

Noting

$$A_M = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \frac{1}{f \cdot B_r \cdot H_c} \tag{2}$$

we get the specific volume

$$v_M = \frac{V_M}{P} + A_M \cdot \frac{1 + \frac{1}{k}}{\xi} \tag{3}$$

The first remark we can make is the fact that a specific volume of minimum material is obtained by utilization of a permanent magnet of high energy (product $B_r\ H_c$) and the connecting to a high frequency net (usually $f = 400$ Hz). The mostly used magnetic material is of Alnico type, with maximum specific energy oscillating between $9\,700 - 16\,000$ J/m^3. By selection of the magnte type and of the frequency of the supply source in relation (3) A_M becomes a constant. Consequently, the specific volume depends on the coefficients ξ and k. Their determination needs the knowledge of B (H) demagnetization characteristic of the magnet and of the operation straight lines the machine (fig. 1).

At a given value for the stator interior diameter, by selection of the air gap, the maximum possible diameter of the inductor system is obtained. The air gap of the synchronous machines with permanent magnets (δ_M) is selected in order of magnitude of the air gap or synchronous machines of the same power.

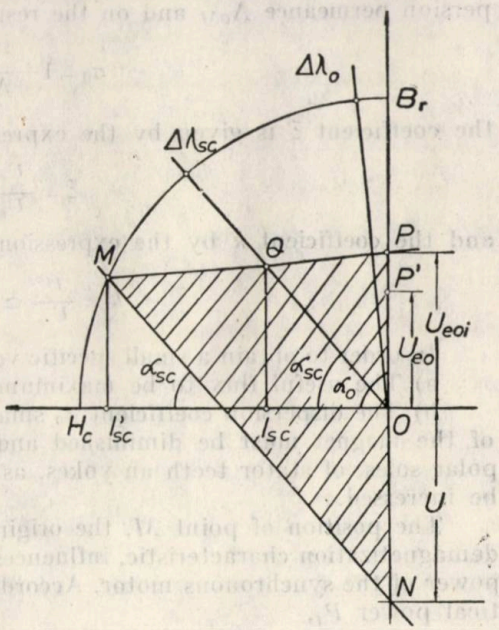


Fig. 1. Determination of the theoretic power triangle and the straight line reset.

Thus the values of the longitudinal reactances of these machines becomes equal to synchronous machines excited in c.c. [2].

Now to the designer remains nothing but to choose the rotor type and to calculate the resulting power at the chosen configuration.

One has to calculate the permeances of the magnetic circuit performed in this way and to determine [1, 3] the idlerunning permeance (Λ_0) and teh short circuit permeance (Λ_{sc}). which fix the position of characteristic straight lines Λ_0 and Λ_{sc} from fig. 1 by the angles α_0 and α_{sc}.

$$\alpha_0 = \text{arc tg } \Lambda_0 \frac{m_F}{m_\Phi} \tag{4}$$

$$\alpha_{sc} = \text{arc tg } \Lambda_{sc} \frac{m_F}{m_\Phi} \tag{5}$$

where m_F and m_Φ represent the chosen scales for the m.m.f. and the flux.

The position of the reset straight line MP is determined for the maximum demagnetization of the permanent magnet. At a synchronous start, the most frequent case, the maximum demagnetization is attained at the start of the motor, just at the moment when the voltage at the terminals (U) and the induced e.m.g. (Ueo) are in opposition. Through the abscissa $-U$ we draw a parallel to the straight line $\Delta\lambda_{sc}$ and at its intersection with the demagnetization characteristic we obtain the point M. Through the point M we draw the reset straight line MP, parallel to the tangent in the point Br. The reset straight line fixes the short circuit values I'_{sc}, I_{sc}, as well as that of the maximum flux of idle running, Φ_{OM} [fig. 1.]. Due to the dispersion we obtain the useful flux Φ_{ou} by the relation

$$\Phi_{ou} = \frac{\Phi_{oM}}{\sigma_0} \tag{6}$$

where the dispersion permeance coefficient σ_0 depends on the magnet dispersion permeance $\Lambda_{\sigma M}$ and on the resultant idle – running permeance

$$\sigma_0 = 1 + \frac{\Lambda_{\sigma M}}{\Lambda_{or} - \Lambda_{\sigma M}} \tag{7}$$

the coefficient ξ is given by the expression [1]

$$\xi = \frac{U_{eo} \cdot I'_{sc}}{U_{er} \cdot I_{sc}} \tag{8}$$

and the coefficient k by the expression

$$k = \frac{U}{U_{eo}} \simeq \frac{I'_{sc}}{I_{sc}} - 1 \tag{9}$$

In order to obtain a small specific volume v_M the followings are necessary ;

a) The useful flux to be maximum ; consequently a great α_0 ;

b) The dispersion coefficient σ_0 small ; therefore the dispersion permeance of the magnet must be diminished and the passing permeances of eventual polar soles, of stator teeth an yokes, as well as of the air gap (δ small) must be incressed.

The position of point M, the origini of the reset straight line, upon the demagnetization characteristic, influences considerably on the maximum useful power of the synchronous motor. Accordingly to fig. 1 we can define a theoretical power P_t,

$$P_t \cong (U_{coi} + U) \cdot I'_{sc} \cdot \frac{1}{2} \tag{10}$$

After some transformations we obtain

$$P_t = \frac{1}{2}(\sigma_0 + k) \cdot U \cdot I_{sc} = \frac{1}{2}(\sigma_0 + k) \cdot P_s \qquad (11)$$

The synchronous motor power can be, consequently, expressed under the form

$$P_s = \frac{2}{\sigma_0 + k} \cdot P_t \qquad (12)$$

The attainment of a maximum power leads to ;

– maximum surface for theoretical power triangle MNP ;

– σ_0 and k coefficients as small as possible.

In designing one will chosse $\sigma_0 = 1.2 \ldots 1.6$ and $k = 1.3 \ldots 1{,}5$.

The graphical construction of several power triangles MNP permits the estimate of a correct choice of the permanent magnet configuration and eventual corrections to be necessary.

3. EXPERIMENTAL INVESTIGATIONS

The authors have experimented a synchronous machine with permanent magnet, using the stator of an asynchronous motor of 2.2 kW, 3 000 rpm, 50 Hz, using a diametral magnetized bipolar cylinder type rotor. The magnetization has been performed in a magnetization device, by continuous current impulses. The inductor has been casted of anisotropic Alnico 24 material and fastened onto the shaft by a thermoplastic material.

The rotor has then been tested on the testing stand for idle and on-load running, in generator and motor regim e. As a result of experimental tests the following observations have been recorded ;

a) At generator regime the voltage at the machine terminals, in idel-running, is of $U_{e0} = 212$ V.

b) The maximum induction value in the machine air gap $Bj = 0.267$ T.

c) The power at the shaft at motor regime, obtained at the above mentioned terminal voltage and an absorbed current of 6.7 A is 363.65 W.

d) The motor efficiency $\eta = 0{,}433$.

e) Maximum power calculated from the phase diagramm with experimentally determined parameters is of $P_{max} = 1\,209{,}3$ W.

The maximum demagnetization point has been graphically established on the operation diagramm of the magnet in motor regime, wihch is obtained during the asynchronous operation regime at the start, when at a certain moment the motor terminal voltage gets in phase opposition to the induced electromotive force. It appeared that at the start an irreversible demagnetization of the magnet occurs, which is expressed by the irreversible change of the reset straight line and leads to the diminuation of the magnetic energy of the magnet and, consequently, of the motor power. Taking into account this magnetization we determined as well by calculation the maximum power which the motor would be able deliver, it resulted $P_{max} = 1\,284$ W. (We may notice the coincidence with the maximum power value, determined by the experimental method.).

This power is smaller than that of the asynchronous motor from wich we have started, and as a matter of fact, it cannot be obtained, because the maximum power is obtained at a load angle of $\theta = 90°$. From the current geometrical circle diagramm falls to its share a value of $I = 11{,}15$ A, twice the

rated current of the asynchronous machine for which the stator winding has been dimensioned.

This is justified by the performance of the tested machine ; by matching the inductor system with a given stator. We should have attained a greater power in the same conditions, if the material employed for the permanent magnet would have had a greater magnetic energy and the air gap would have been of order of smallness of an asynchronous machine air gap. (The actual air gap has 2 mm).

4. CONCLUSIONS

The theoretical analysis and the experimental testing of designing a synchronous machine with the inductor of permanent magnets, permit us to draw the following conclusions ;

a) The determination of the theoretical power triangle (according to fig. 1) permits the estimate of the performances of the designed synchronous motor.

b) In optimal designing the essential element is the appropriate choice of the conductances of various circuits, which depend on the chosen form of the magnetic inductor.

c) For the motors of small power (beneath 500 W) the simplest inductor is that of a radially magnetized cylinder type. For greater powers the employment of star-like inductors with prismatic magnets is indicated.

d) The stabilization of the magnets „in the air" can only be applied at magnets with high coercitive field (ferrite). At asynchronous start the stabilization of the magnets ismade under the influence of starting currents.

e) For Alni and Alnico alloys it is advisable to provide a magnetization winding set on the inductor poles, short-circuited in operation, or a magnetization modality with the rotor inserted into the stator.

Recent investigations in the field of permanent magnets allowed to obtain some materials with magnetic energies superior to usual materials and, consequently, they will make possible the performance of electric machines of mean power with a much simpler inductor system.

5. REFERENCES

1. B. A. Balagurov ş. a., *Elektriceskie maşini s postoianimi magnitami*, Izdatelstvo „Energia", 1964, 480 p.
2. W. Volkrodt. *Polradspannung. Reaktanzen und Ortskurve des Stromes der mit Dauermagneten erregten Synchronmaschinen.* E.T.Z. — A, 83 H 16, p. 517—522.
3. K. Schüler u. K. Brinkmann, *Dauermagnete. Werkstoffe und Anwendungent.* Springer Verlag, Berlin ,1970

CONSIDREAŢII PRIVIND PROIECTAREA MAŞINILOR SINCRONE CU MAGNEŢII PERMANENŢI

REZUMAT

Proiectarea motoarelor sincrone cu magnet permanent necesită determinarea volumului şi configuraţiei circuitului inductor pentru o putere impusă, astfel încît să se obţină o energie magnetică disponibilă maximă.

Se prezintă o metodă de proiectare care permite determinarea unei configuraţii optime, în vederea obţinerii unui volum specific maxim, pentru un stator dat.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 1 — 1979

STUDIUL EXPERIMENTAL AL SCHEMEI CU COMPENSATOR SINCRON DE ÎNCERCARE A MOTOARELOR ASINCRONE

DE
V. HEŞCA

1. INTRODUCERE

Înainte de a fi expediat la beneficiar într-un anumit scop, motorul asincron, ca orice maşină electrică trebuie încercat pe standul de probă al fabricii constructoare.

Pentru încercarea motoarelor asincrone se folosesc diverse scheme [1, 3] în funcţie de dotarea standurilor.

În cazul prezentei lucrări s-a efectuat studiul experimental al schemei cu compensator sincron (fig. 1) într-un caz concret de încercare a unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit de mică putere.

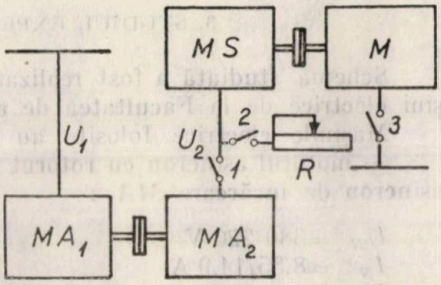


Fig. 1. Schema electrică monofilară.

Noutatea metodei constă în faptul că schema are la bază ideea folosirii unui motor sincron în regim de compensator pentru excitarea generatorului asincron.

Avantajul mare îl constituie faptul că generatorul de încărcare este identic cu motorul de încercat, deci se ia odată cu motorul din seria ce urmează a fi verificată.

2. FUNCŢIONAREA SCHEMEI

Semnificaţia notaţiilor folosite în schemă este următoarea :

MA_1 — motorul asincron de încercat ;
MA_2 — generatorul asincron de încărcare ;
MS — motorul sincron ;
M — motorul auxiliar de întrenare ;
R — rezistenţa de sarcină ;
1, 2, 3 — întrerupătoare.

Succesiunea operaţiilor ce trebuiesc respectate în vederea unei bune exploatări a schemei este după cum urmează :

a) se pornesc maşinile MA_1 şi M ;

b) se asigură aceeaşi frecvenţă la bornele statorice ale maşinilor MA_2 şi MS ; în cazul că maşinile au acelaşi număr de poli este suficient ca să se realizeze aceeaşi viteză de rotaţie ;

c) simultan se închide întrerupătorul tripolar 1 și se deschide întrerupătorul bipolar 3, cu care ocazie se realizează legătura electrică dintre mașinile MA_2 și MS și se deconectează M ;

d) se modifică excitația la motorul sincron MS pînă cînd tensiunea statorică ajunge la valoarea nominală ;

e) se încarcă motorul asincron de încercat MA_1 prin închiderea întrerupătorului tripolar 2.

Motorul sincron MS funcționează în regim de compensator sincron și se rotește cu o turație corespunzătoare numărului de poli și frecvenței dată de generatorul asincron MA_2.

Modificarea încărcării, în vederea ridicării caracteristicilor de funcționare ale motorului, se face în limite largi prin varierea rezistenței R, iar în limite restrînse, variind tensiunea generatorului asincron, prin modificarea excitației motorului sincron.

Această schemă este superioară schemelor clasice, deoarece prezintă marele avantaj că nu necesită pentru fiecare tip de motor asincron de încercat, alt generator de încărcare ; generatorul de încărcare fiind identic cu motorul de încercat și ca atare, se ia odată cu motorul de încercat, din seria de motoare asincrone ce urmează a fi încercate.

3. STUDIUL EXPERIMENTAL AL SCHEMEI

Schema studiată a fost realizată și experimentată în laboratorul de mașini electrice de la Facultatea de electrotehnică din Timișoara.

Mașinile electrice folosite au avut următoarele caracteristici tehnice :

— motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit MA_1 identic cu generatorul asincron de încărcare MA_2 :

U_N =380/220 V	n_N =1 430 rot/min.
I_N =8,55/14,9 A	$\cos \varphi_N$=0,84
P_N =4 kW	f_1 =50 Hz

— motorul sincron MS :

P_N =4 kW	n=1 500 rot/min
U_N =380/220 V	$\cos \varphi_N$=0,8

În cadrul studiului experimental întreprins au fost determinate variațiile celor mai importante mărimi electrice ce caracterizează comportarea fiecărei mașini componente în parte precum și instalația în ansamblu.

Se menționează că aceste caracteristici au fost determinate în două situații și anume :

I) pentru cazul cînd tensiunile de la bornele mașinilor au fost menținute la anumite valori constante, după cum urmează : tensiunea la bornele motorului MA_1 a fost U_1=225 V, iar tensiunea de la bornele mașinilor MA_2, MS și rezistenței R a fost U_2=222 V.

II) pentru cazul cînd tensiunea la bornele motorului MA_1 a fost menținută constantă la valoarea U_1=222 V, iar tensiunea de la bornele mașinilor MA_2, MS și rezistenței R a avut o variație după cum rezultă din grafic (fig. 2).

În primul caz menținerea la valori constante a tensiunilor s-a realizat cu ajutorul modificării excitației motorului sincron.

Pentru reprezentarea grafică a caracteristicilor se precizează că s-au trasat cu linie continuă caracteristicile determinate în cazul *I*, iar cu linie întreruptă cele determinate în cazul *II*.

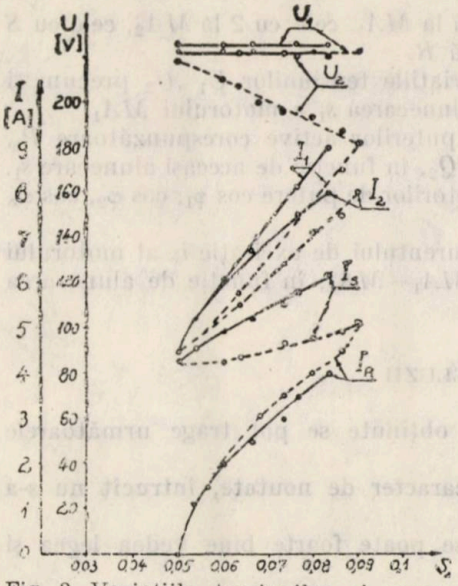


Fig. 2. Variațiile tensiunilor și curenților.

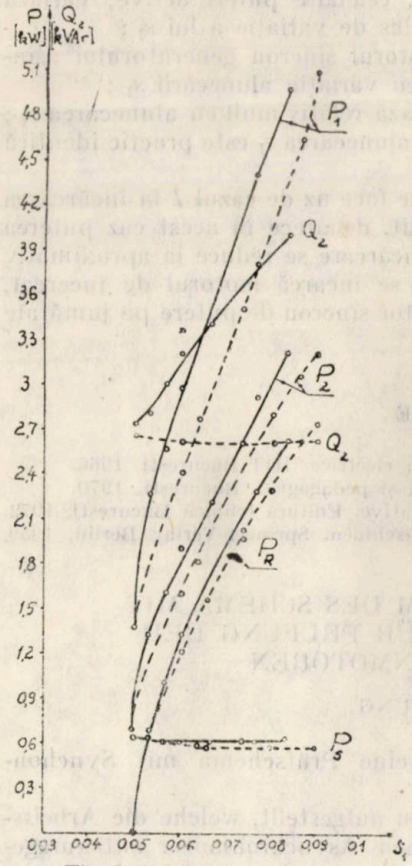


Fig. 3. Variațiile puterilor.

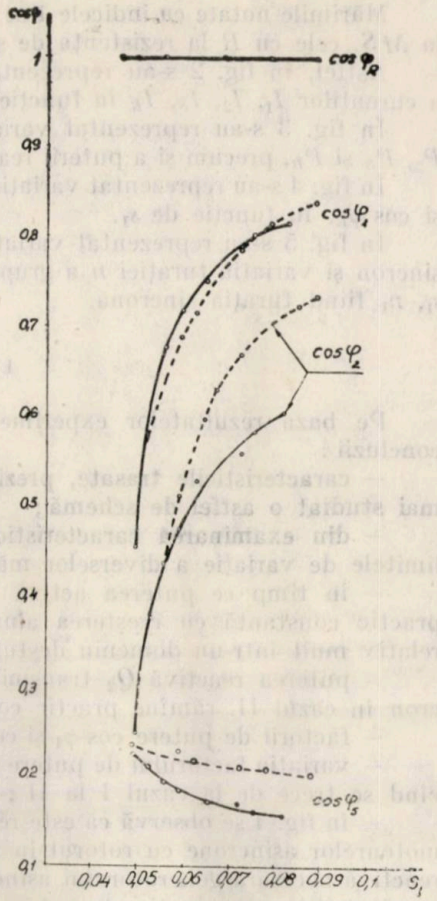


Fig. 4. Variațiile factorilor de putere.

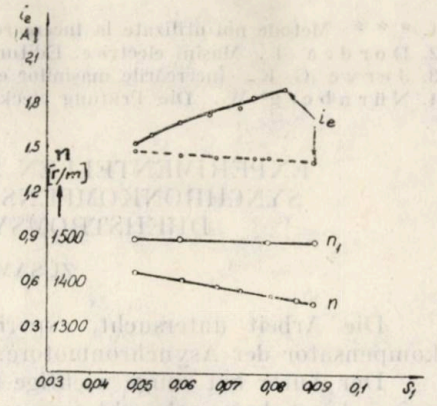


Fig. 5. Variațiile curentului de excitație și a turației.

Mărimile notate cu indicele 1 se referă la MA_1, cele cu 2 la MA_2, cele cu S la MS, cele cu R la rezistența de sarcină R.

Astfel, în fig. 2 s-au reprezentat variațiile tensiunilor U_1 ,U_2 precum și a curenților I_1, I_2, I_S, I_R în funcție de alunecarea s_1 a motorului MA_1.

În fig. 3 s-au reprezentat variațiile puterilor active corespunzătoare P_1, P_2, P_S și P_R, precum și a puterii reactive Q_2, în funcție de aceeași alunecare s_1.

În fig. 4 s-au reprezentat variațiile factorilor de putere cos φ_1, cos φ_2, cos φ_S și cos φ_R, în funcție de s_1.

În fig. 5 s-au reprezentat variațiile curentului de excitație i_e al motorului sincron și variația turației n a grupului $MA_1 - MA_2$, în funcție de alunecarea s_1, n_1 fiind turația sincronă.

4. CONCLUZII

Pe baza rezultatelor experimentale obținute se pot trage următoarele concluzii :

— caracteristicile trasate, prezintă caracter de noutate, întrucît nu s-a mai studiat o astfel de schemă ;

— din examinarea caracteristicilor se poate foarte bine vedea legea și limitele de variație a diverselor mărimi ;

— în timp ce puterea activă P_S absorbită de motorul sincron rămîne practic constantă cu creșterea alunecării s_1, celelalte puteri active, variază relativ mult într-un domeniu destul de restrîns de variație a lui s_1 ;

— puterea reactivă Q_2 transmisă de motorul sincron generatorului asincron în cazul II, rămîne practic constantă cu variația alunecării s_1 ;

— factorii de putere cos φ_1 și cos φ_2 variază relativ mult cu alunecarea s_1 ;

— variația factorului de putere cos φ_1 cu alunecarea s_1 este practic identică cînd se trece de la cazul I la II ;

— în fig. 4 se observă că este rentabil a se face uz de cazul I la încărcarea motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit, deoarece în acest caz puterea reactivă necesară generatorului asincron de încărcare se reduce la aproximativ jumătate, în comparație cu puterea la care se încarcă motorul de încercat.

Deci, în acest caz poate fi utilizat un motor sincron de putere pe jumătate din puterea motorului de încercat.

BIBLIOGRAFIE

1. * * * Metode noi utilizate la încercarea mașinilor electrice. IDT București, 1966.
2. Dordea T., Mașini electrice. Editura didactică și pedagogică. București, 1970.
3. Jerve G. K., Încercările mașinilor electrice rotative. Editura tehnică București, 1972.
4. Nürnberg W., Die Prüfung elecktrischer Maschinen. Springer-Verlag Berlin, 1959.

EXPERIMENTELLEN STUDIUM DES SCHEMA MIT SYNCHRONKOMPENSATOR FÜR PRUFUNG DER DREHSTROMSYNCHRONMOTOREN

ZUSAMMENFASSUNG

Die Arbeit untersucht, experimentell, eine Prüfschema mit Synchonkompensator der Asynchronmotore.

Der Autor hat einige wichtige Kennlinien aufgestellt, welche die Arbeitsweise der Schema charakterisieren, für einen Asynchronmotor mit kurzgeschlossenen Anker, kleiner Leistung.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 1 — 1979

CARACTERISTICILE MECANICE ALE UNEI CASCADE SUBSINCRONE REALIZATĂ CU MUTATOARE STATICE

DE
Gh. PĂPUŞOIU

1. INTRODUCERE

Una din metodele de modificare a turaţiei motoarelor asincrone cu rotorul bobinat este introducerea unei tensiuni suplimentare în rotor.

Progresele din ultimul timp în domeniul elementelor semiconductoare a permis înlocuirea maşinilor auxiliare cu aceste elemente statice care permit dimensiuni reduse la puteri mari şi fiabilitate ridicată.

În prezenta lucrare, pe baza unor relaţii cunoscute se deduce o relaţie nouă de legătură în regim staţionar între cuplu şi turaţie, de utilitate pentru proiectarea acţionărilor de acest gen.

2. EXPRESIA CUPLULUI

Se pleacă de la următoarea relaţie :

$$P_1 = P_m + P_2 \tag{1}$$

unde P_1 — puterea absorbită de motor de la reţea ;
P_m — puterea mecanică ;
P_2 — puterea de alunecare.

Dar

$$P_2 = s \cdot P_1 \tag{2}$$

şi

$$P_m = (1-s)\, P_1 \tag{3}$$

unde s este alunecarea.

Legătura între puterea mecanică la arbore şi cea de alunecare este :

$$P_m = \frac{1-s}{s} P_2 = \frac{1}{s} P_2 - P_2 \tag{4}$$

Neglijînd pierderile rotorice puterea de alunecare este egală cu puterea pe partea de curent continuu.

$$P_2 = U_d \cdot I_d \tag{5}$$

unde, U_d — tensiunea dată de redresorul legat la inelele maşinii ;
I_d — curentul din circuitul untermediar de c.c.,

Unde

$$U_d = 2\sqrt{2} \cdot U_{20} \cdot s \cdot \frac{\sin \cdot \frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3}} \tag{6}$$

unde, U_{20} — tensiunea de fază a rotorului la $s=1$.

Înlocuind cu tensiunea înlănțuită $U_0 = \sqrt{3} \cdot U_{20}$ expresia (6) devine ;

$$U_d = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot U_0 \cdot s = 1{,}35 \cdot U_0 \cdot S \tag{7}$$

Tensiunea dată de invertor este :

$$U_i = 1{,}35\ U_T \cos \alpha \tag{8}$$

unde :

U_T — tensiunea înlănțuită în secundarul transformatorului

α — unghiul de comandă al invertorului.

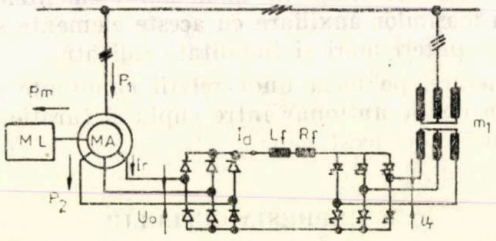


Fig. 1. Schema de forță a cascadei subsincrone.

În regim staționar tensiunea redresorului este echilibrată de tensiunea invertorului și căderea de tensiune de pe rezistența echivalentă totală a circuitului reprezentat în fig. 2.

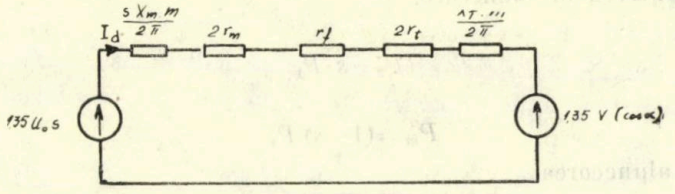


Fig. 2. Schema echivalentă.

unde : X_m — reactanța de scăpări a unei faze a motorului asincron raportat la circuitul rotoric ;

r_m — rezistența unei faze a motorului asincron raportat la circuitul rotoric ;

r_f — rezistența bobinei de filtrare ;

r_t — rezistența unei faze a transformatorului raportat la secundar ;

X_T — reactanța de scăpări a unei faze a transformatorului raportat la secunfar.

Rezistența totală este :

$$R_T = 2r_m + 2r_t + r_f + \frac{m \cdot X_T}{2\pi} + s\frac{m \cdot X_m}{2\pi} \tag{9}$$

$$1{,}35 \cdot U_0 \cdot s = R_T \cdot I_d + 1{,}35 U_T \cdot |\cos \alpha| \tag{10}$$

De unde rezultă I_d

$$I_d = \frac{1{,}35 U_0 \cdot s - 1{,}35 \cdot U_T \cdot |I \cos \alpha|}{R_T} \tag{11}$$

la mersul în gol $I_d \approx 0$ rezultă :

$$1{,}35\, U_0 \cdot s - 1{,}35\, U_T \cdot |\cos \alpha| = 0 \tag{12}$$

De unde rezultă alunecarea de mers în gol

$$S_0 = \frac{U_T}{U_0} \cdot |\cos \alpha| \tag{13}$$

Iar viteza unghiulară de mers în gol ideală

$$\Omega_0 = \Omega_1 \left[1 - \frac{U_T}{U_0} |\cos \alpha|\right] \tag{14}$$

unde Ω_1 – viteza unghiulară de sincronism.

Cu acestea se obține :

$$P_2 = 1{,}35 U_0 \cdot s \cdot \frac{1{,}35 U_0 \cdot s - 1{,}35 \cdot U_T \cdot |\cos \alpha|}{R_T} = \frac{(1{,}35 \cdot U_0)^2}{R_T} \cdot s \cdot (s - s_0) \tag{15}$$

Conform relației (4) P_m devine

$$P_m = \frac{(1{,}35 \cdot U_0)^2}{R_T} \cdot (s - s_0) - \frac{(1{,}35 \cdot U_0)^2}{R_T} \cdot s\,(s - s_0) \tag{16}$$

$$P_m = \frac{(1{,}35 \cdot U_0)^2}{R_T} \cdot (a - s_0)\,(1 - s) \tag{17}$$

Dar

$$P_m = M \cdot \Omega = M \cdot \Omega_1\,(1 - s) \tag{18}$$

unde M – este cuplul electromagnetic.

Egalînd relațiile (17) cu (18) obținem :

$$M \cdot \Omega_1\,(1 - s) = \frac{(1{,}35 \cdot U_0)^2}{R_T} \cdot (s - s_0)\,(1 - s) \tag{19}$$

$$M \cdot \Omega_1 = \frac{(1{,}35 \cdot U_0)^2}{R_T} \cdot (s - s_0) \tag{20}$$

$$s - s_0 = \frac{M \cdot \Omega_1 \cdot R_T}{(1{,}35 \cdot U_0)^2} \tag{21}$$

$$s = s_0 + \frac{M \cdot \Omega_1 \cdot R_T}{(1{,}35 \cdot U_0)^2} \tag{22}$$

Dar R are două componente, una care nu depinde de alunecare și una care depinde de alunecare.

$$R_T = a + s \cdot b \tag{23}$$

unde

$$a = 2r_m + 2r_f + r_f + \frac{m \cdot X_T}{2\pi}$$

și

$$b = \frac{m \cdot X_m}{2\pi}$$

Înlocuind pe R_T obținem :

$$S = s_0 \cdot \frac{(1{,}35 \cdot U_0)^2}{(1{,}35 U_0)^2 - M \cdot \Omega_1 \cdot \frac{mX_m}{2\pi}} + \frac{M \cdot \Omega_1 \cdot \left(2r_m + 2r_i + r_f + \frac{m \cdot X_T}{2\pi}\right)}{(1{,}35 \cdot U_0)^2 - M \cdot \Omega_1 \frac{m \cdot X_m}{2\pi}} \tag{24}$$

sau trecînd la viteză unghiulară relația (24) devine :

$$\Omega = \Omega_1 \cdot \left[1 - \frac{U_T}{U_0} \mid \cos \alpha \mid \cdot \frac{(1{,}35 \cdot U_0)^2}{(1{,}35 \cdot U_0)^2 = M \cdot \Omega_1 \frac{mX_m}{2\pi}}\right] - \frac{M \cdot \Omega_1^2 \left(2r_m + 2r_i + r_f + \frac{mX_i}{2\pi}\right)}{(1{,}35 U_0)^2 - M \cdot \Omega_1 \cdot \frac{m \cdot X_m}{2\pi}} \tag{25}$$

Expresia (25) exprimă legătura dintre turație și cuplu la o mașină asincronă funcționînd într-o cascadă subsincronă.

Caracteristicile electromecanice sînt reprezentate în fig. 3 parametrul fiind unghiul α de comandă al invertorului.

Valabilitatea relației (25) este pentru domeniul aproximativ liniar, cuplul fiind cuprins între O și M_k.

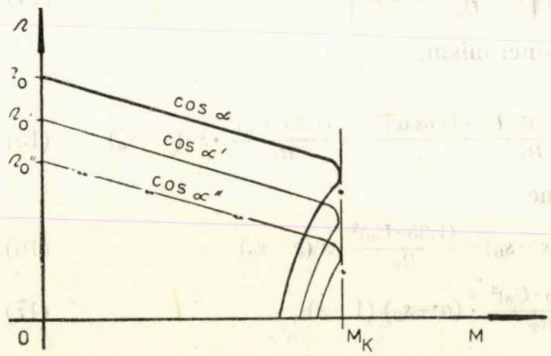


Fig. 3. Caracteristicile $\Omega = f(M)$.

Aceste caracteristici sînt similare cu a unei mașini de curent continuu comandate pe indus, funcționînd pe porțiunea uzuală a caracteristicii.

3. CONCLUZII

Pe baza unor relații cunoscute s-a dedus o relație nouă de legătură în regim staționar între cuplu și turație, relație similară cu a unei mașini de curent continuu comandată pe indus.

Relația este utilă în proiectarea acționărilor electrice utilizînd elemente semiconductoare.

BIBLIOGRAFIE

1. Braşovan „Acționări electromagnetice“ E.D.P. Buc. 1967.
2. A. Lavi and R. J. Polge „Induction motor speed control with static inverter in the rotor“ IEEE Trans. Power Aparatus Sistems vol. PAS-85 pp. 76—84 Ianuary 1966.
3. Derk A. Paice „Speed control of large induction motors by thyristor converters“ IEEE Trans. on Industry and General Aplications vol. IGA — 5 pp. 545—551 sept./ /oct. 1969.
4. A. Kelemen „Acționări electrice“. E.D.P. Buc. 1976.

DIE MECHANISCHEN KENNLINIEN EINER UNTERSINKRONEN KASKADE HERGESTELLT AUS STATISCHEN MUTATOREN

ZUSAMMENFASSUNG

In dieser Arbeit sind die mechanischen kennlinien einer untersinkronen Kaskade vorgeführt sowie eine Verbindungsformel zwischen moment und undrehnung gleichvertig eines Gleichstrommaschine abgeleitet.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 1 — 1979

TRADUCTOR DE POZIŢIE PENTRU COMANDA INVERTORULUI DIN BLOCUL DE ALIMENTARE AL MOTORULUI LINIAR SINCRON HOMOPOLAR

DE

M. TĂNASE

Blocul de alimentare al motorului liniar sincron homopolar conţine un invertor trifazat cu 6 pulsuri tip punte. Pentru funcţionarea acestuia este necesar un dispozitiv de comandă, care trebuie să genereze 6 trenuri de impulsuri dreptunghiulare cu succesiunea indicată în fig. 1.b, astfel ca, momentul de apariţie al frontului crescător al fiecărui impuls să fie funcţie de poziţia polului rotorului faţă de bobinele statorului [1, pg. 146].

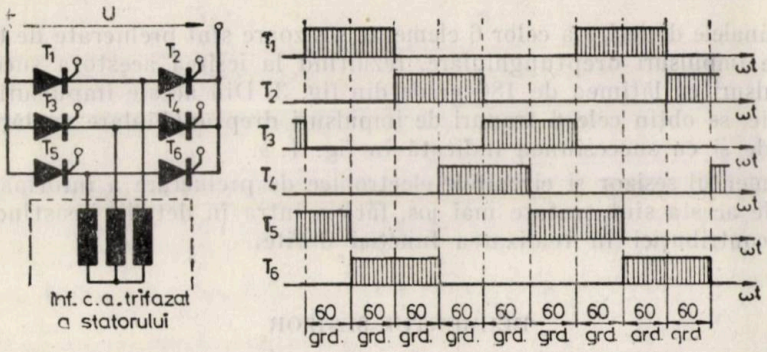


Fig. 1. Invertor trifazat cu 6 pulsuri tip punte :
a — schema electrică; *b* — succesiunea de impulsuri pentru comanda tiristoarelor.

În lucrare se prezintă o variantă originală de traductor de poziţie, care satisface condiţiile tehnice enunţate mai sus pentru dispozitivul de comandă al invertorului cu 6 pulsuri tip punte. Traductorul este conceput, realizat şi funcţionează ca parte componentă a blocului de alimentare al modelului rotativ de motor liniar sincron homopolar. Rezultatele experimentale din exploatare confirmă justeţea concepţiei.

PRINCIPIUL DE FUNCŢIONARE

Modelul rotativ al motorului liniar sincron homopolar are rotorul sub formă de roată cu 9 dinţi feromagnetici ; lungimea unui dinte şi a unei pauze între doi dinţi este egală cu un pas polar τ_p sau cu 180 grade electrice (fig. 2). Ţinîndu-se cont de succesiunea celor 6 trenuri de impulsuri din fig. 1. *b*, se poziţionează 6 elemente de sesizare a trecerii dintelui feromagnetic prin dreptul lor, astfel

încît, arcul de cerc dintre axele elementelor sesizoare ES_1 și ES_6, fig. 2, să corespundă la 300 grade electrice iar elementele sesizoare să fie egal distanțate între ele. În acest mod, semnalele generate de două elemente sesizoare succesive, la trecerea dintelui prin dreptul lor, sînt defazate cu 60 de grade electrice, iar toate cele 6 elemente permit sesizarea poziției dintelui feromagnetic, deci a polului, în unghiul de 360 grade.

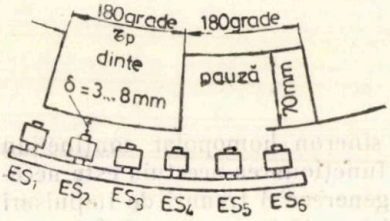


Fig. 2. Poziționarea elementelor de sesizare a prezenței dintelui feromagnetic.

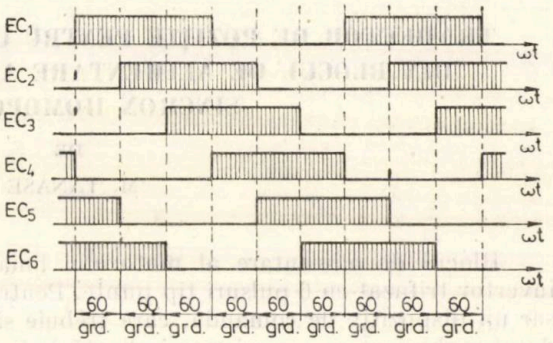


Fig. 3. Succesiunea trenurilor de impulsuri generate cu ajutorul elementelor sesizoare.

Semnalele de ieșire a celor 6 elemente sesizoare sînt prelucrate de 6 formatoare de impulsuri dreptunghiulare, rezultînd la ieșirea acestora succesiunea de impulsuri cu lățimea de 180 grade din fig. 3. Din aceste impulsuri, cu un bloc logic, se obțin cele 6 trenuri de impulsuri dreptunghiulare cu lățimea de 120 grade și cu succesiunea indicată în fig. 1. *b*.

Elementul sesizor și circuitele electronice de prelucrare a informației furnizată de acesta sînt tratate mai jos, fără a intra în detalii, insistînd numai asupra contribuției în realizarea funcției dorite.

ELEMENTUL SESIZOR

Ca element de sesizare a poziției dintelui feromagnetic s-a ales un traductor inductiv tip transformatoric, fig. 4, folosind un miez de ferită tip ⊔, pe ale cărui brațe verticale se plasează înfășurarea primară, respectiv secundară.

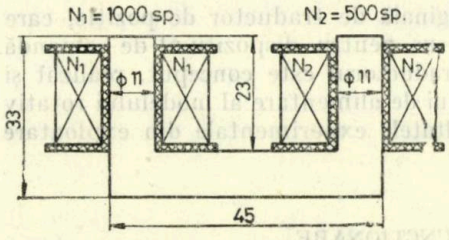


Fig. 4. Elementul sesizor.

Prezența dintelui feromagnetic în dreptul miezului de ferită permite transferul maxim de energie de la înfășurarea primară la cea secundară iar în lipsa dintelui, transferul de energie este minim. Deoarece la trecerea dintelui feromagnetic prin dreptul sesizorului poate exista un întrefier de 3 pînă la 8 mm, fig. 2, diferența dintre amplitudinea înfășurătorilor semnalelor culese din secundarul elementului sesizor, în prezența și în lipsa dintelui, este de numai cîteva sute de milivolți. De același ordin de mărime sînt zgomotele provenite de la înfășurările statorului și prelucrarea informației sesizorului poate duce la funcționarea incorectă a invertorului.

Prima măsură de eliminare a influenței zgomotelor constă în alimentarea înfășurării primare cu o tensiune sinusoidală de frecvență mult mai mare decît frecvența maximă a variației curentului prin bobinele statorului. Notînd cu p numărul perechilor de poli ai rotorului și cu n — numărul maxim de rotații pe minut ($p=9$, $n=330$ rot/min), frecvența semnalului de alimentare trebuie să îndeplinească condiția.

$$f \geqslant (10 \ldots 20)\, p \cdot n/60 \qquad (1)$$

De frecvența f depinde și eroarea de sesizare a momentului trecerii muchiei dintelui feromagnetic prin dreptul miezului de ferită al elementului sesizor. Pentru a micșora această eroare este necesar ca, în condițiile vitezei periferice maxime, perioada T a semnalului sinusoidal de alimentare să fie mult mai mică decît durata τ de trecere a muchiei dintelui prin dreptul miezului de ferită. La o turație maximă $n=330$ rot/min corespunde $v=10$ m/sec. Pentru dimensiunile miezului de ferită folosit, fig. 4, $\tau=1{,}1$ milisecunde ; alegînd $T=0{,}5$ milisecunde, rezultă $f=2\,000$ Hz. Această valoare verifică și condiția (1).

La această frecvență a semnalului de alimentare circuitele magnetice a două elemente sesizoare vecine nu se influențează reciproc dacă ele sînt plasate la o distanță mai mare de 6 cm una față de cealaltă. Poziționarea din fig. 2 nu poate asigura această distanțare și de aceea elementele sesizoare T_2, T_4 și T_6 au fost decalate cu 360 grade electrice în urma pozițiilor din fig. 2.

A doua măsură de eliminare a influenței zgomotelor constă în mărirea diferenței dintre amplitudinile înfășurărilor semnalelor culese din secundarul sesizorului în prezența și lipsa dintelui, prin creșterea sensibilității elementului sesizor. Din caracteristicile de acord ale înfășurărilor primară și secundară se constată că panta cea mai mare apare pe porțiunea crescătoare, sub frecvența de acord ; în consecință se acordează înfășurarea primară cu condensator serie și înfășurarea secundară cu condensator paralel astfel încît, frecvența de acord f_0 să fie mai mare ca frecvența de lucru $f=2\,000$ Hz.

S-a ales acordul înfășurării primare cu condensator conectat în serie cu ea și pentru a putea alimenta toate cele 6 primare, în paralel de la același oscilator (fig. 5). În acest mod se elimină influența componentei continue asupra traductorului inductiv.

Pentru $C_1=82\ nF$ și $C_2=330\ nF$ rezultă $f_0=2\,350$ Hz ; deci $f_0 > f$.

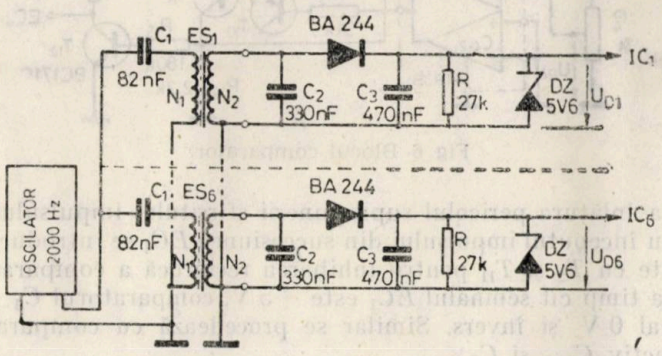


Fig. 5. Blocul elementelor sesizoare acordate pe $f_0 > f$, cu alimentarea și circuitele de detecție.

Ca urmare a creşterii sensibilităţii elementului sesizor, în urma detecţiei se obţin următoarele amplitudini ale înfăşurătorii semnalului din secundarul sesizorului :

U_{Dmax}=2,5 V cînd dintele feromagnetic se află în dreptul miezului de ferită la δ=5 mm ;

U_{Dmin}=0,6 V în lipsa dintelui.

În toată plaja δ=3...8 mm se obţine diferenţa

$U_{Dman} - U_{Dmin}$=2,1...1,4 V.

FORMATORUL DE IMPULSURI DREPTUNGHIULARE

Prin circuitul de detecţie din fig. 5 se obţine la ieşire un semnal trapezoidal, cu amplitudinea U_D, care reprezintă înfăşurătoarea semnalului cules din secundarul elementului sesizor. Semnalul trapezoidal se compară cu nivelul de referinţă U_p şi comparatorul dă la ieşire +5 V dacă $U_D \geqslant U_p$ sau 0 V dacă $U_D < U_p$ [2, p. 240].

Deoarece amplitudinea U_D variază cu întrefierul şi elementele sesizoare nu sînt identice ca şi construcţie şi parametri, nivelul de referinţă U_p este reglabil, putîndu-se astfel varia lăţimea impulsurilor dreptunghiulare de la ieşirea comparatorului pentru a avea durata de 180 grade electrice. Pentru aceasta, se vizualizează cu duoscopul semnalele EC_1 şi EC_4 şi se egalizează lăţimile impulsurilor reglînd U_{P1} respectiv U_{P4} ; acelaşi lucru se face cu semnalele EC_2 şi EC_5, şi EC_3 şi EC_6, păstrînd ca referinţă lăţimea impulsului din semnalul EC_1 (vezi fig. 3).

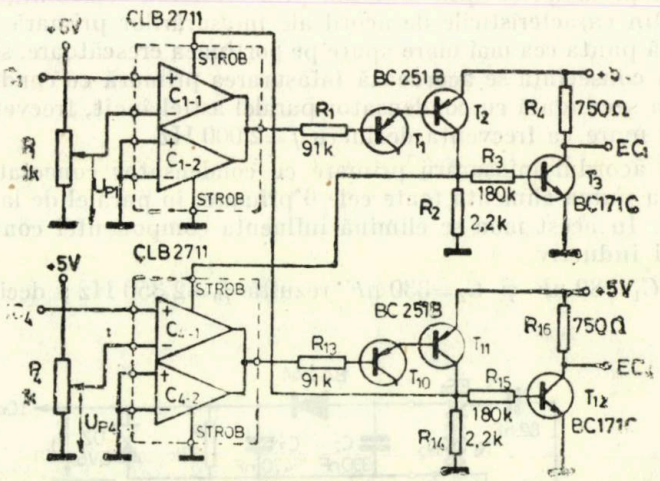


Fig. 6· Blocul comparator.

Pentru a înlătura pericolul suprapunerii sfîrşitului impulsului din succesiunea EC_1 cu începutul impulsului din succesiunea EC_4 se introduc invertoarele tranzistorizate cu T_2 şi T_{11} pentru inhibarea reciprocă a comparatoarelor C_{1-1} şi C_{4-1}. Atîta timp cît semnalul EC_1 este +5 V, comparatorul C_{4-1} dă la ieşire numai semnal 0 V şi invers. Similar se procedează cu comparatoarele C_{2-1} şi C_{5-1} respectiv C_{3-1} şi C_{6-1}.

În urma reglării descrise mai sus şi a inhibării reciproce, semnalele de ieşire a comparatoarelor, $EC_1...EC_6$, au configuraţia din fig. 3.

BLOCUL LOGIC

Din analiza configurațiilor de semnale din fig. 1. *b* și fig. 3 se deduc, în logica pozitivă, următoarele funcții :

$$T_1 = EC_1 \cdot EC_6 \qquad T_4 = EC_5 \cdot EC_6$$
$$T_2 = EC_3 \cdot EC_4 \qquad T_5 = EC_4 \cdot EC_5$$
$$T_3 = EC_2 \cdot EC_3 \qquad T_6 = EC_1 \cdot EC_2$$

Sinteza acestor funcții logice se realizează cu 3 circuite integrate *CDB 400 E*.

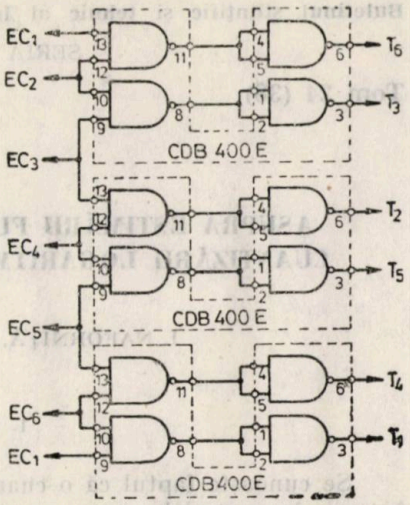


Fig. 7. Blocul logic.

CONCLUZII FINALE

Traductorul de poziție este realizat concret în două blocuri separate. Un bloc cuprinde cele 6 elemente sesizoare și condensatoarele de acord conectate în serie cu înfășurările primare ; blocul este montat direct pe modelul de motor liniar sincron homopolar. Cel de-al doilea bloc s-a realizat cu două sertare *UNIDIN* : primul sertar cuprinde blocurile de alimentare cu tensiunile de c.c. necesare ; al doilea sertar cuprinde oscilatorul de semnal sinusoidal cu $f = 2\,000$ Hz, circuitele de detecție cu condensatoarele de acord paralel, circuitele comparatoare și blocul logic. Încercările efectuate au dus la funcționarea corectă a motorului.

Traductorul realizat în modul de mai sus, poate fi uitlizat și la motorul liniar sincron homopolar ; se modifică numai oscilatorul pentru a genera un semnal cu frecvența mai mare ($f \approx 35$ kHz), placa cu circuitele de detecție și condensatoarele de acord paralel, iar blocul cu elementele sesizoare se va modifica în poziționarea celor 6 sesizoare și în valoarea condensatorului de acord serie. Celelalte circuite se folosesc nemodificate.

BIBLIOGRAFIE

1. Möltgen G. : Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea. București România, Editura Tehnică, 1970ș.
2. Vătășescu A., Ciebanu M., Cârcu T., Rateș I., Georghiu V., Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare. București România, Editura tehnică, 1975.

A POSITION TRANSDUCER FOR INVERTER-FED LINEAR SYNCHRONOUS HOMOPOLAR MOTORS

ABSTRACT

The paper proposes a control device for a 6 pulse bridge type there phase inverter fed synchronous motor at which the moment of accurence of uprinsing front of each pulse of imposed sequence is function of the rotor position with respect to armature axes. The rotor position transducers together with their information conditioning circuits generate 6 trains of rectangular pulses 180° in width. These pulse, adequatly processed in à logic compartment yield the required sequence for the control circuits of the inverter.

Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timișoara
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 1 — 1979

ASUPRA ESTIMĂRII FUNCȚIEI DE CORELAȚIE ÎN CAZUL CUANTIZĂRII LOGARITMICE A SEMNALELOR DE INTRARE

DE
I. NAFORNIȚĂ, E. PETRIU, M. NAFORNIȚĂ

1. INTRODUCERE

Se cunoaște faptul că o cuantizare logaritmică este favorabilă în situația în care în semnalele ce se cuantizează valorile mici apar mai frecvent decît cele mari. Pasul de cuantizare este ales astfel încît semnalele de amplitudine mai mică sînt mai fin cuantizate decît cele de amplitudine mai mare.

În cazul în care se efectuează produse, ca în estimarea funcției de corelație de exemplu, cuantizarea logaritmică permite utilizarea unor algoritmi de calcul ce se implementează deosebit de simplu.

Există însă și situații în care repartiția valorilor într-un semnal este uniformă sau în care valorile mari apar mai frecvent decît cele mici ca de exemplu în cazul semnalelor sinusoidale [1], [2]. În aceste cazuri erorile de calcul cu mărimi cuantizate logaritmic sînt relativ mari.

În lucrare se propun doi algoritmi de calcul noi ce pot fi utilizați în estimarea funcției de corelație spre exemplu atunci cînd valorile mari sînt mai frecvente ca cele mici.

2. ALGORITMII DE CALCUL A FUNCȚIEI DE CORELAȚIE UTILIZÎND CUANTIZAREA LOGARITMICĂ

2.1. *Algoritmul 1*

Se referă la cazul în care un semnal este cuantizat uniform iar celălalt polarizat și apoi cuantizat logaritmic.

Caracteristica de transfer a unui cuantizor logaritmic este dată de relația :

$$NQLX=\begin{cases} 0 & 0 \leqslant |X| \leqslant \Delta x \\ 1 & \Delta x < |X| \leqslant 3\Delta x \\ n & 3\cdot 2^{n-2}\Delta x < |X| \leqslant 3\cdot 2^{n-1}\Delta x \end{cases} \qquad SX=\operatorname{Sgn} X$$

unde Δx este cuanta de măsurare uniformă iar SX este semnul lui X.

Dacă $NQLX$ este mărimea de ieșire a cuantizorului, mărimea X_q exprimată în sistemul de măsurare bazat pe cuanta uniformă Δx va fi :

$$X_q = SX \cdot 2^{NQLX} \cdot \Delta x$$

Determinarea funcției de corelație $R^*_{XY(K\Delta t)}$ a două semnale X și Y se face cu relația :

$$R^*_{XY(K\Delta t)} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} X_Q [(i+K)\Delta t]\, Y_Q (i\,\Delta t)$$

Se cuantizează uniform Y deci :

$$Y_Q = NQUY \cdot \Delta y$$

Valorile mari fiind presupuse unei frecvente la X, se introduce $X^* = A - |X|$ unde constanta A se alege astfel încît cuantizată în sistemul uniform dă o putere a lui 2 și $A \geqslant |X|$ ($X^* \geqslant 0$).

$$X = SX \cdot |X| = SX \cdot (A - X^*)$$

Cuantizînd logaritmic mărimea X care are valorile mici mai frecvente decît cele mari se obține :

$$X_q = SX \cdot |X|_q = SX \cdot (A_q - X^*_q) = SX \cdot (2^{NA} - 2^{NQLX^*}) \cdot \Delta x$$

Substituind în expresia funcției de corelație :

$$R^*_{XY(K\Delta t)} = \frac{\Delta x \cdot \Delta y}{N} \sum_{i=1}^{N} SX_{[(i+K)\Delta t]} [NQUY_{(i\Delta t)} \cdot 2^{NA} -$$

$$- NQUY_{(i\Delta t)} \cdot 2^{NQLX^*_{[(i+K)\Delta t]}}]$$

Prima multiplicare din paranteza dreaptă se execută printr-o deplasare spre stînga cu un număr constant de ranguri a codului mărimii Yiar a doua prin deplasarea (tot spre stînga) cu un număr de ranguri indicat de codul furnizat de convertorul logaritmic.

Principalul avantaj al algoaritmului este acela că substituie operațiile de multiplicare prin operații de deplasare.

Verificarea s-a făcut pentru $X = Y = 10 \sin \omega t$. S-a cuantizat Y uniform cu cuanta $\Delta y = 0{,}01$ iar X s-a cuantizat logaritmic obișnuit cu $\Delta x = 0{,}01$. S-a obținut pentru $R^*_{XX(O\Delta t)}$ valoarea de 51,6476 (50 valoarea adevărată). Folosind cuantizarea logaritmică a semnalului X polarizat cu $A = 2^{10} \cdot \Delta x = 0{,}01 \cdot 2^{10}$ s-a obținut $R^*_{XX(O \cdot \Delta t)} = 50{,}5079$. Ambele determinări au fost făcute pentru $N = 180$ eșantioane. Se observă că în al doilea caz eroarea relativă este de $\approx 1{,}02\%$ față de $\approx 3{,}3\%$ în primul caz.

2.2. *Algoritmul 2*

Se referă la cazul în care se utilizează cuantizarea logaritmică pentru ambele semnale polarizate.

Valorile mari fiind mai frecvente în cazul ambelor semnale X și Y, $X^* = A - |X|$ și $Y^* = B - |Y|$ au proprietatea a avea mai frecvent valorile mici. Evident și aici $a \geqslant |X|$ și $B \geqslant |Y|$ iar cuantizate în sistemul uniform A și B se aleg astfel încît să dea o putere a lui 2.

$$X_q = SX \cdot |X|_q = SX \cdot (2^{NA} - 2^{NQLX^*})\, \Delta x$$

$$Y_q = SY \cdot |Y|_q = SY \cdot (2^{NB} - 2^{NQLY^*})\, \Delta y$$

Pentru funcția de corelație :

$$R_{XY(K\Delta t)} = \frac{\Delta x \cdot \Delta y}{N} \cdot \sum_{i=1}^{N} SX_{[(i+k)\Delta t]} \cdot SY_{(i\Delta t)} \cdot$$

$$\cdot (2^{NA+NB} - 2^{NA+NQLY^*_{(i\Delta t)}} - 2^{NB+NQLX^*_{[(i+k)\Delta t]}} + 2^{NQLX^*_{[(i+k)\Delta t]}+NQLY^*_{(i\Delta t)}})$$

Implementarea algoritmului este relativ simplă el necesitînd numai numărătoare direct-invers.

Verificarea făcută ca și pentru primul algoritm a dat valoarea de $R^*_{XX(O\cdot\Delta t)} = 52{,}943$ (50 valoare adevărată, deci o eroare de $\approx 5{,}88\%$. În situația în care X și Y sînt cuntizate logaritmic fără polarizare se obține $R^*_{XX(O\Delta t)} = 54{,}5883$ deci o eroare de $\approx 9{,}17\%$.

3. CONCLUZII

Ambii algoritmi prezentați permit calculul unor expresii de forma funcției de corelație la semnale cu valorile mari mai frecvente decît cele mici utilizînd cuantizarea logaritmică pentru una sau ambele mărimi polarizate. Precizia obținută la același număr de eșantioane și aceleași cuante și număr de nivele de cuantizare este mai bună decît în cazul utilizării algoritmilor ce nu folosesc polarizarea.

Din punctul de vedere al preciziei primul algortim dă cea mai mare satisfacție.

BIBLIOGRAFIE

1. E. Pop, C. Stoica: Principii și metode de măsurare numerică. Editura Facla 1977
2. K. W. Cattermole: Pulse Code Modulation. 1969 Iliffe Books Limited.

ABOUT CORRELATION FUNCTION ESTIMATION USING A LOGARITHMIC QUANTIZATION OF INPUT SIGNALS

ABSTRACT

The paper presents two new algorithms for correlation estimation in the case of logaritmic guantization of an input signals and of both input signals. The error analysis of correlation estimation in the case of both algorithms ismade.

Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timișoara

SERIA ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) Fascicola 1 — 1979

CUANTIZOR LOGARITMIC

DE

I. NAFORNIȚĂ, E. PETRIU

1. INTRODUCERE

În prelucrarea statistică a semnalelor este de multe ori avantajoasă cuantizarea logaritmică deoarece operațiile de înmulțire se implementează simplu.

În general pentru cuantizarea logaritmică se face fie logaritmarea semnalului analogic și apoi conversia analog-numerică uniformă fie cuantizarea uniformă a semnalului și apoi prelucrarea numerică a codului obținut.

Lucrarea prezintă un cunatizor logaritmic rapid ce convertește în paralel mărimea analogică, utilizînd intervale de cuantizare neegale.

2. PREZENTAREA CUANTIZORULUI

Caracteristica de transfer a cuantizorului este descrisă se relația :

$$NQLX = \begin{cases} 0 & 0 \leqslant |X|/\Delta x \leqslant 1 \\ 1 & 1 < |X|/\Delta x \leqslant 3 \\ n & 3\cdot 2^{n-2} < |X|/\Delta x \leqslant 3\cdot 2^{n-1} \end{cases} \qquad SX = Sgn\ X \tag{1}$$

unde X este mărimea de intrare, SX semnul mărimii de intrare iar Δx este cuanta de măsurare uniformă. Dacă $NQLX$ este codul de ieșire al cuantizorului, mărimea X cuantizată, X_q, exprimată în sistemul de măsurare bazat pe cuanta uniformă Δx se obține din :

$$X_q = SX\cdot 2^{NQLX}\cdot \Delta x \tag{2}$$

În figura 1 se prezintă caracteristica de transfer a cuantizorului descris de relația (1). Pentru N nivele de cuantizare se identifică $N-1$ puncte de frîngere ale caracteristicii de transfer pentru fiecare polaritate (evident nu este sesizată astfel depășirea ultimului nivel, pentru care ar trebui introdus al N-lea punct de frîngere).

În figura 2 se prezintă structura cuantizorului logaritmic. Este compus din $N-1$ comparatoare duble βA 2711 ce realizează la ieșire funcția SAU cablată și dintr-un comparator βA 2710 ce sesizează semnul mărimii (tensiunii) de intrare X.

Tot în figura 1 se prezintă formele de undă de la ieșirile comparatoarelor (C_k) atunci cînd X baleiază tot domeniul. Punctele de frîngere ale caracteristicii de transfer sînt fixate la $\pm\Delta x$, $\pm 3\,\Delta x$; $\pm 3\cdot 2^{k-2}\cdot \Delta x$, printr-o rețea de rezistențe de precizie, simetrică, cu mijlocul la potențialul 0 și alimentată la $\pm U_r = =3\cdot 2^{N-2}\cdot \Delta x$, două tensiuni de referință.

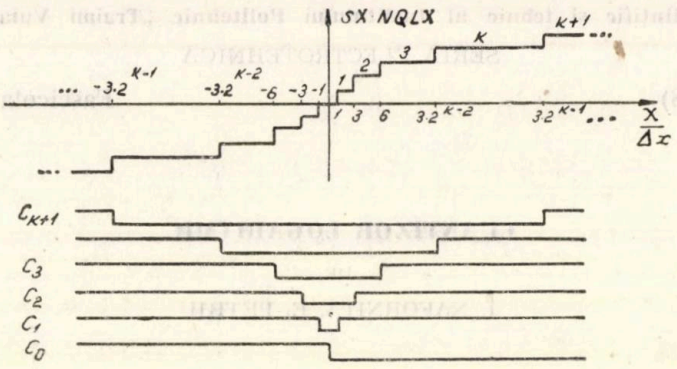


Fig. 1

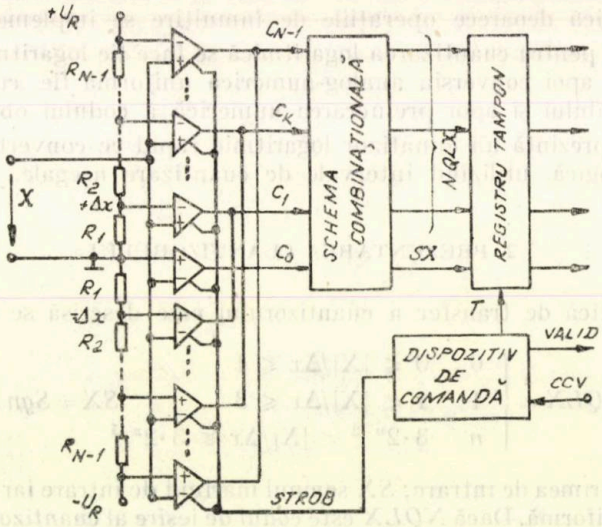


Fig. 2

Ieşirile $C_0, C_1, \ldots C_{N-1}$ ale celor N comparatoare alimentează o schemă combinaţională ce furnizează codul $NQLX$ şi semnul SX.

Tactul T înscrie în registrul tampon informaţia furnizată.

Dispozitivul de comandă primeşte semnalul de cerere de conversie CCV şi livrează semnalele de strobare a comparatoarelor, STROB, tactul T şi semnalul de validare a informaţiei, $VALID$.

În figura 3 se prezintă formele de undă ale semnalelor dispozitivului de comandă şi schema dispozitivului de comandă. Semnalul CCV ridicat de utilizator determină formarea unui impuls STROB cu durata calibrată prin linia de întîrziere $LI1$. Semnalul STROB se întîrzie cu un timp τ, mai mare decît întîrzierea introdusă de comparatoare şi schema logică combinaţională, obţinîndu-se $\Delta STROB$. Astfel tactul $T = STROB.\Delta STROB$ apare numai după ce informaţia ce urmează să se înscrie în registrul tampon este corectă. Pe toată durata cuantizării semnalul de validare $VALID = STROB + \Delta STROB$ este ţinut la „0“ logic.

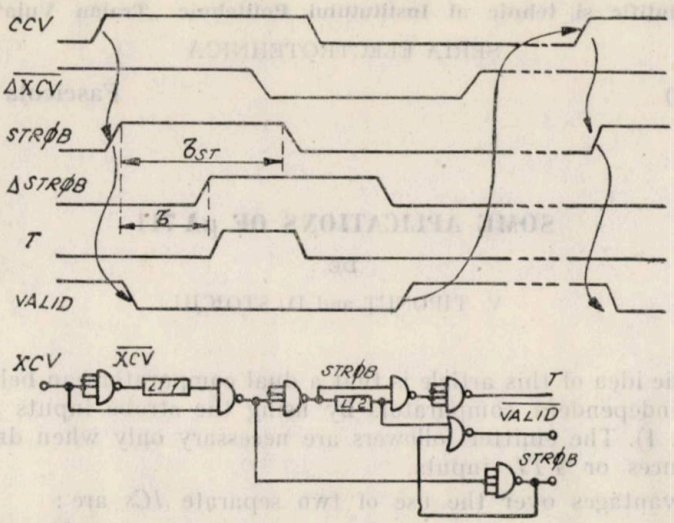


Fig. 3

Durata cererii de conversie trebuie să fie evident mai mare decît τ_{ST}, durata strobului.

Reluarea conversiei se face numai la o nouă cerere, *CCV*.

3. CONCLUZII

Ţinînd cont de întîrzierile introduse de comparatoarele şi schema logică folosită a rezultat experimental o durată a impulsului de strobare aplicat comparatoarelor de 300 ns, astfel încît durata unei conversii complete este de 600 ns, rata de conversie fiind astfel foarte mare.

Trebuie remarcat faptul că eşantionarea este intrinsecă la acest tip de convertor, astfel că el nu mai trebuie să fie precedat de un circuit de eşantionare şi memorare, ceea ce reduce considerabil complexitatea şi costul schemei.

BIBLIOGRAFIE

1. E. Pop, V. Stoica: Principii şi metode de măsurare numerică Editura Facla 1977.
2. K. W. Cattermole: Pulse Code Modulation. Iliffe Books Limited 1969.

AN LOGARITHMIC QUANTIZER

ABSTRACT

An fast paralel logarithmic quantizer for signed signals is described. For N logarithmic quantization levels for each polarity $N-1$ double comparators and only one simple comparator are used.

Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timișoara
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 1 — 1979

SOME APLICATIONS OF μA 711

DE
V. TIPONUȚ and D. STOICIU

The basic idea of this article is that a dual comparator can behave as two completely independent comparators by using the strobe inputs as separate outputs (fig. 1). The emitter followers are necessary only when driving small load resistances or *TTL* inputs.

The advantages over the use of two separate *ICs* are :

a) the power consumption is decreased with about 27% and

b) the circuit offers three outputs : *OUT*1, *OUT*2 and *OUT* which represents the logic *OR* of *OUT*1 and *OUT* 2.

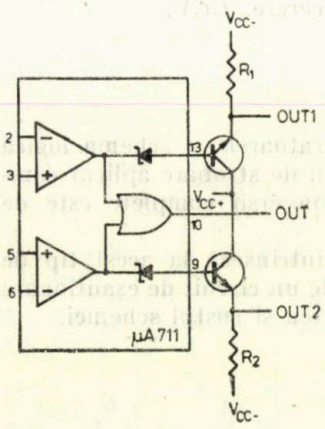


Fig. 1

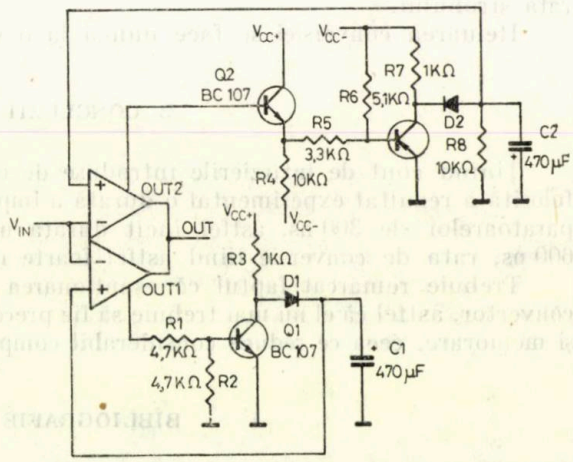


Fig. 2

Two typical applications are shown in figures 2 and 3.

The circuit in fig. 2 providens both positive and negative peak values of the input signal which are available across capacitors C1 and C2 respectively. If $V_{IN} > V_{C1}$, *OUT*1 is low and Q_1 is turned off ; C_1 charges through *R*3 and *D*1 until V_{C1} equals the positive peak value, when *OUT*1 is high and *Q*1 saturated. *D*1 is reverse biased and *C*1 retains the positive peak value. If $V_{IN} < V_{C2}$, *OUT*2 is high and *Q*3 is turned off ; *C*2 charges through *R*7 and *D*2 until V_{C2} equals the negative peak value. *R*8 is necessary for providing the bias current for the noninverting input.

The voltages across *C*1 and *C*2 can be used as reference voltages depending upon the amplitude of the input signal. Circuit accuracy is better than 0,3% for a $6V_{pp}$/50 Hz input.

Fig. 3 represents a zero-cross detector which, in addition indicates the sense of the latest zero crossing of the input signal, that is from negative to positive values or vice versa.

The dual comparator, used as a window comparator, has a zero output for $V_T < V_{IN} < V_{T+}$. By an appropriate choice of V_{T-} and V_{T+} the output pulse is narrow enough and marks the zero crossing.

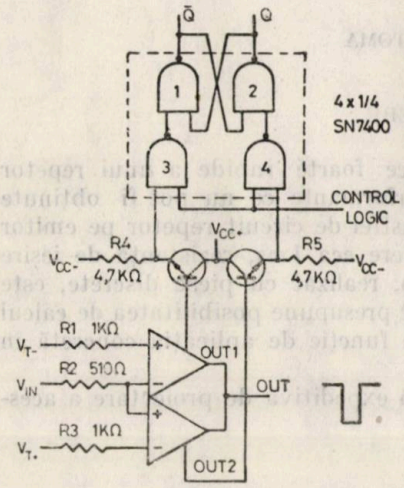


Fig. 3

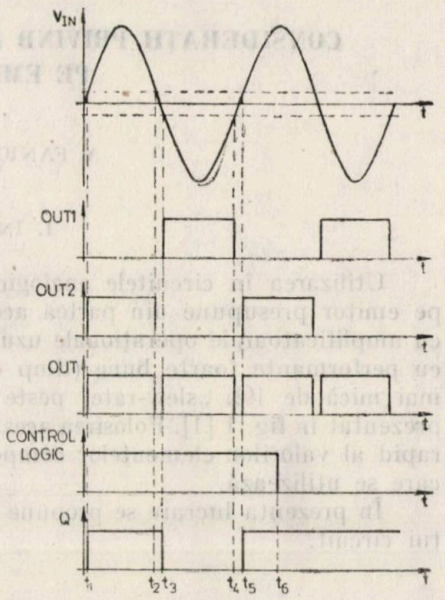


Fig. 4

The strobe „outputs" drive a *RS* flip flop (gates 1 and 2) when the *CONTROL* logic is high. For exemple let us consider a sine wave input (fig. 4). When V_{IN} exceeds V_{T+} (t_1) *OUT*2 becomes high, therefore the flip flop is set to „1". The flip flop changes its state when *OUT*1 is high, that is when V_{IN} becomes more negative than $V_{T-}(t_3)$. When the *CONTROL* logic is low (t_6) the gates 3 and 4 are inhibited and the state of the flip flop does not change anymore ; it indicates that the latest zero crossing of V_{IN} occured in this case towards the positive values.

With the values shown in fig. 3 and $V_{T+} = -V_{T-} = 20$ mV and V_{IN} being a 10 V_{pp}/50 Hz sine wave the width of the output pulse was less than 30 μsec.

REFERENCES

1. * * * Linear integrated circuits. Fairchild semiconductor. California, 1976.

UNELE APLICAȚII ALE LUI μA 711

REZUMAT

În articol se prezintă posibilitatea utilizării unui dublu comparator integrat cu două comparatoare complet independente. Sînt prezentate de asemenea două aplicații tipice bazate pe această idee : un detector care asigură simultan valoarea de vîrf pozitivă și negativă a semnalului de intrare precum și un detector de nul, care indică sensul ultimei treceri prin zero.

Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timișoara
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 1 — 1979

CONSIDERAȚII PRIVIND PROIECTAREA UNEI REPETOR PE EMITOR RAPID

DE

A. FANICIU, C. I. TOMA

1. INTRODUCERE

Utilizarea în circuitele analogice și logice foarte rapide a unui repetor pe emitor presupune din partea acestuia performanțe ce nu pot fi obținute cu amplificatoarele operaționale uzuale. Un astfel de circuit repetor pe emitor cu performanțe foarte bune (timp de întîrziere cca 1 ns, rezistență de ieșire mai mică de 1Ω, „slew-rate" peste 2 kV/μs), realizat cu piese discrete, este prezentat în fig. 1 [1]. Folosirea acestui circuit presupune posibilitatea de calcul rapid al valorilor elementelor componente în funcție de aplicația concretă în care se utilizează.

În prezenta lucrare se propune o metodă expeditivă de proiectare a acestui circuit.

2. CONSIDERAȚII PRIVIND CONDIȚIILE DE FUNCȚIONARE NORMALĂ A CIRCUITULUI

Pentru studiul condițiilor de funcționare a circuitului din fig. 1 și pentru deducerea relațiilor de proiectare se folosește schema simplificată din fig. 2, în care s-au eliminat elementele care nu au un rol principial în funcționarea circuitului, iar grupul (R_{e3}, R) a fost înlocuit cu circuitul echivalent R_E, E_E, unde :

$$R_E = \frac{R \cdot R_{e3}}{R + R_{e3}} \quad \text{iar} \quad E_E = E_2 \cdot \frac{R_{e3}}{R + R_{e3}}$$

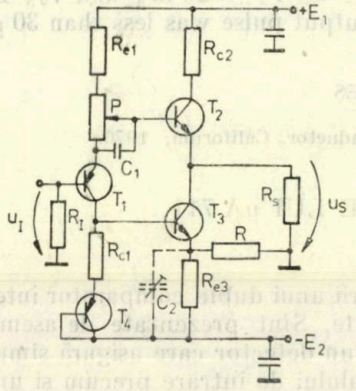


Fig. 1

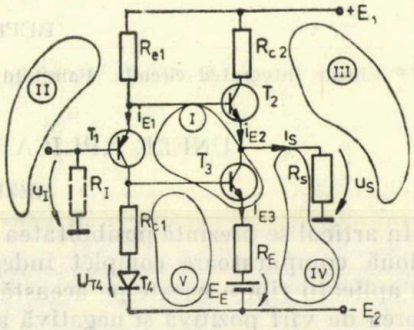


Fig. 2

Deducerea relațiilor de proiectare se face avîndu-se în vedere situațiile cele mai nefavorabile ce apar în timpul funcționării, situații în care tranzistoarele T_1, T_2, T_3 pot fi scoase din zona activă. Aceste situații sînt :

a) $u_I = u_{IMAX}$, cînd curentul de emitor i_{E3} al tranzistorului T_3 este minim și ca urmare T_3 se poate bloca datorită prezenței sursei de tensiune E_6 în emitorul său ;

b) $u_I = u_{IMAX}$, cînt curentul de colector i_{c2} al tranzistorului T_2 este maxim, căderea de tensiune pe R_{c2} este maximă, și ca urmare T_2 se poate satura ;

c) $u_I = u_{IMIN}$, cînd curentul de emitor i_{E1} al tranzistorului T_1 este maxim (u_{EC1} este minim) și ca urmare T_1 se poate satura ;

d) $u_I = u_{IMIN}$, cînd saturarea lui T_1 înseamnă practic și saturarea lui T_3, după cum se observă pe ochiul de circuit $\boxed{\underline{I}}$.

De asemenea, pentru deducerea relațiilor de proiectare sînt utile și următoarele două observații :

e) existența în emitorul lui T_3 a rezistenței R_E și a sursei de tensiune E_E permite ca la proiectarea circuitului să se poată impune simultan două condiții și anume valoarea maximă și, respectiv, valoarea minimă a curentului i_{E3}, corespunzătoare excursiei date a semnalului aplicat la intrare ;

f) necesitatea unui factor de amplificare 1,1 ÷ 1,2 pentru tranzistoarele T_1, T_3 [1] presupune un raport R_{c1}/R_{e1} de cca 1,2 ÷ 1,4.

3. DEDUCEREA RELAȚIILOR DE PROIECTARE

Se presupun cunoscute următoarele date de proiectare :

— excursia maximă a semnalului bipolar aplicat la intrare, adică tensiunea de intrare maximă $u_{IMAX} = \bar{U}_I$ și tensiunea de intrare minimă $u_{IMIN} = -\underline{U}_I$;

— cureții de sarcină $i_{SMAX} = \bar{I}_S$ și $i_{SMIN} = -\underline{I}_S$, sau valoarea rezistenței de sarcină R_s ;

— tensiunile colector-emitor minim admisibile $\underline{U}_{EC1}$, $\underline{U}_{CE2}$, $\underline{U}_{CE3}$ pentru evitarea saturației tranzistoarelor T_1, T_2, T_3 ;

— $h_{21E} \geqslant 50$ pentru toate tranzistoarele, în zona de lucru ; ca urmare curenții din bazele tranzistoarelor pot fi neglijați în raport cu curenții de colector respectivi.

3.1. Din necesitatea evitării situației b) și a folosirii unei rezistențe de protecție la scurtcircuit $R_{c2} \neq 0$, valoarea tensiunii sursei de alimentare pozitive E_1 se alege din condiția :

$$E_1 > \bar{U}_I + \underline{U}_{CE2} \tag{1}$$

Dacă se impune limitarea curentului de scurtcircuit la o valoare maximă $\bar{I}_{CT2}$, condiția (1) devine :

$$E_1 \geqslant \frac{\bar{U}_I + \underline{U}_{CE2}}{1 - (1+k_3)\,\bar{I}_S/\bar{I}_{CT2}} \tag{2}$$

cu observația că, dacă $u_I = \bar{U}_I$, atunci

$$i_{E2MAX} = \bar{I}_{E2} = \bar{I}_S + \underline{I}_{E3}$$

și notînd curentul de emitor minim al tranzistorului T_3

$$i_{E3MIN} = \underline{I}_{E3} = k_3 \bar{I}_S \tag{3}$$

obținem :

$$\bar{I}_{E2}=(1+k_3)\,\bar{I}_S \tag{4}$$

Cu alte cuvinte, coeficientul k_3 s-a introdus pentru a exprima curentul de emitor maxim al tranzistorului T_2 în funcție de curentul de sarcină maxim și se alege între limitele :

$$k_3=0{,}02 \div 0{,}05 \tag{5}$$

3.2. Pentru a evita situația c) și a satisface observația f), tensiunea sursei de alimentare negative E_2 se alege din condiția :

$$E_2 \geqslant \underline{U}_I+(1{,}2 \div 1{,}4)\,(\underline{U}_I+E_1)+\underline{U}_{EC1}+U_{T4} \tag{6}$$

3.3. Pentru a putea neglija în proiectare efectul curentului i_{B2}, trebuie îndeplinită inegalitatea $i_{E1MIN} \gg i_{B2MAX}$ și ca urmare curentul de emitor minim al tranzistorului T_1 se alege din condiția :

$$i_{E1MIN}=\underline{I}_{E1}=k_1\bar{I}_S \tag{7}$$

unde

$$k_1=0{,}05 \div 0{,}15 \tag{8}$$

3.4. Pe ochiul de circuit $\underline{|II|}$ se poate scrie :

$$i_{E1}=\frac{E_1-u_I-u_{EB1}}{R_{e1}} \tag{9}$$

Notînd $i_{E1MAX}=\bar{I}_{E1}$, din relația (9) se deduce :

$$\frac{\underline{I}_{E1}}{\bar{I}_{E1}}=\frac{E_1-\bar{U}_I-\underline{U}_{EB1}}{E_1+\underline{U}_I-\bar{U}_{EB1}}=k \tag{10}$$

Se observă că valoarea acestui raport nu depinde de rezistențele din circuit ci numai de valoarea tensiunii sursei de alimentare pozitive și excursia semnalului bipolar aplicat la intrare.

Pentru $u_I=\bar{U}_I$ se deduce din (9) și (7) următoarea relație de calcul a valorii rezistenței R_{e1} :

$$R_{e1}=\frac{E_1-\bar{U}_I-\underline{U}_{EB1}}{k_1\cdot\bar{I}_S} \tag{11}$$

3.5. Avînd în vedere că $u_S=u_I$ precum și pentru evitarea situației b), pe ochiul de circuit $\underline{|III|}$ se poate scrie :

$$E_1=R_{c2}i_{C2MAX}+\underline{U}_{CE2}+u_{SMAX} \tag{12}$$

Din (12) și (4) rezultă următoarea relație de calcul a valorii rezistenței R_{c2} :

$$R_{c2} \leqslant \frac{E_1-\underline{U}_{CE2}-\bar{U}_I}{(1+k_3)\,\bar{I}_S} \tag{13}$$

3.6. Din necesitatea evitării situației d), pe ochiul de circuit $\underline{|IV|}$ se poate scrie :

$$E_2-E_E-R_E\bar{I}_{E3}-U_I \geqslant U_{CE3} \tag{14}$$

Pentru cele două valori extreme ale tensiunii de intrare, pe ochiul de circuit $\overline{|V|}$, presupunînd $U_{T1} \cong U_{BE3}$, se poate scrie :

$$R_{c1}\bar{I}_{E1} = E_E + R_E\bar{I}_{E3} \tag{15}$$

$$R_{c1}\underline{I}_{E1} = E_E + R_E\underline{I}_{E3} \tag{16}$$

Din (14) și (15) ținînd cont de (10) rezultă următoarea condiție de alegere a rezistenței R_{c1} :

$$R_{c1} \leqslant \frac{E_2 - \underline{U}_I - \underline{U}_{CE3}}{k_1\bar{I}_S/k} \tag{17}$$

Pentru a satisface și observația f), valoarea rezistenței R_{c1} se alege funcție de valoarea rezistenței R_{c1} astfel încît

$$R_{c1} = (1{,}2 \div 1{,}4)\, R_{c1}, \tag{18}$$

verificîndu-se apoi îndeplinirea condiției (17).

3.7. Din (15) și (16) rezultă următoarea relație de calcul a valorii rezistenței R_E :

$$R_E = R_{c1}\frac{\bar{I}_{E1} - \underline{I}_{E1}}{\bar{I}_{E3} - \underline{I}_{E3}} \tag{19}$$

iar din (16) valoarea tensiunii sursei echivalente E_E :

$$E_E = R_{c1}\underline{I}_{E1} - R_E\underline{I}_{E3} \tag{20}$$

Relația de calcul (19) a valorii rezistenței R_E se poate scrie sub forma:

$$R_E = R_{c1}\frac{k_1(1-k)\,\bar{I}_S/k}{(k_2 - k_3)\,\bar{I}_S + \underline{I}_S} \tag{21}$$

observînd că, dacă $u_I = \underline{U}_I$, atunci

$$i_{E3MAX} = \bar{I}_{E3} = \underline{I}_{E2} + \underline{I}_S$$

Notînd curentul de emitor minim al tranzistorului T_2

$$i_{E2MIN} = \underline{I}_{E2} = k_2\bar{I}_S \tag{22}$$

unde

$$k_2 = 0{,}1 \div 0{,}2 \tag{23}$$

obținem :

$$\bar{I}_{E3} = k_2\bar{I}_S + I_S \tag{24}$$

Cunoscînd pe R_E și E_E rezultă următoarele relații de calcul ale valorilor rezistențelor R și R_{e3} :

$$R = \frac{E_2}{E_E}R_E \tag{25}$$

$$R_{e3} = \frac{E_E}{E_2 - E_E}R \tag{26}$$

În ceea ce privește relația (20), se poate arăta că pentru a evita obținerea unei valori negative pentru tensiunea sursei echivalente E_E este necesar ca :

$$\underline{I}_{E2} > \underline{I}_{E1} > \underline{I}_{E3}$$

sau

$$k_2 > k_1 > k_3 \tag{27}$$

4. METODA DE CALCUL PROPUSĂ

În cele ce urmează, pe baza relațiilor prezentate în paragraful anterior, se va indica succesiunea etapelor de calcul. Tranzistoarele se presupun alese.

Se aleg mai întâi un set de valori pentru k_1, k_2, k_3 din condițiile (8), (23), (5), respectînd inegalitatea (27). Pe baza condițiilor (1) sau (2) și respectiv (6) se aleg valorile tensiunilor de alimentare E_1 și E_2.

Se calculează valoarea maxim admisă pentru R_{c2} cu relația (13) și se alege o valoare normalizată apropiată. Se calculează apoi constanta k cu relația (10) și se deduce valoarea lui R_{c1} cu relația (11). Cu valoarea aleasă pentru R_{c1} se calculează cu relația (11) valoarea reală a lui $\underline{I}_{E1}$, care va fi folosită mai departe în calcule.

Se calculează R_{c1} cu relațiile (17) și (18), R_E și E_E cu relațiile (19) sau (21) și respectiv (20) și apoi R și R_{c3} cu relațiile (25) și (26).

Considerînd ΔU_{BE12} ca fiind diferența maximă dintre tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor T_1, T_2 ce trebuie compensată cu potențiometrul P (v. fig. 1), valoarea acestui potențiometru se poate calcula cu relația :

$$R_p = \frac{\Delta U_{BE12}}{E_1} R_{c1} \tag{28}$$

Deoarece $\Delta U_{BE12} \cong 0{,}1$ V, rezultă că $R_p \ll R_{c1}$ și ca urmare prezența acestui potențiometru nu impune alegerea altei valori pentru R_{c1}.

Se calculează tensiunile maxime între colectorul și emitorul tranzistoarelor și puterile disipate maxime de acestea în situația cea mai defavorabilă, confirmînd alegerea tranzistoarelor.

5. REZULTATE EXPERIMENTALE

S-a proiectat și experimentat un repetor pe emitor rapid după schema din fig. 1 pentru următoarele date : $\bar{U}_I = 3{,}5$ V, $\underline{U}_I = 2{,}5$ V și $R_S = 100\,\Omega$ ($\bar{I}_S = 35$ mA, $\underline{I}_S = 25$ mA). S-au ales tensiunile de alimentare de $E_1 = 5$ V și $E_2 = 15$ V și tranzistoarele 2N2907, respectiv 2N2369 A. Au rezultat valorile : $R_{c1} = 510\,\Omega$, $R_{c1} = 680\,\Omega$, $R_{c2} = 10\,\Omega$, $R_{c3} = 300\,\Omega$, $R = 4{,}3\,k\Omega$. Nu s-a prevăzut potențiometrul P..

Circuitul a funcționat în mod corespunzător pentru domeniul tensiunilor de intrare impus. Comparîndu-se valorile curenților și tensiunilor măsurate în punctele caracteristice ale montajului cu valorile obținute prin calcul s-a constatat o bună concordanță.

Prin aplicarea la intrarea circuitului a unor impulsuri cu durata de 100 ns, frecvența de repetiție de 2 MHz și durata frontului mai mică de 10 ns de la un

generator cu impedanța de ieșire de 50 Ω (R_I=50 Ω) s-a observat o întîrziere de cca 1 ns a frontului anterior pentru impulsuri cu amplitudinea de 3 V. Întîrzierea s-a măsurat la 50% din amplitudinea impulsului de ieșire utilizînd un osciloscop cu banda de 50 MHz.

Folosind un semnal sinusoidal avînd frecvența de 20 kHz și amplitudinea de 4 V_{vv} au rezultat prin măsurători următoarele caracteristici ale circuitului : rezistența de intrare de cca 60 kΩ, rezistența de ieșire de cca 1,8 Ω și amplificarea de tensiune în sarcină de 0,98.

6. CONCLUZII

Metoda de calcul propusă, care pleacă de la un număr minim de parametri impuși de utilizarea circuitului, asigură proiectarea rapidă a circuitului ; rezultatele experimentale fiind în concordanță bună cu mărimile obținute prin calcul.

De remarcat că circuitul, avînd un număr redus de componente, se pretează la o realizare sub forma unui circuit hibrid, performanțele sale justificînd aceasta.

BIBLIOGRAFIE

1. Horna, O. A., *High-speed voltage-folower has only 1-nanosecond delay*, Electronics. Vol. 46, No. 15, p. 115, 1973

CONSIDERATIONS FOR THE DESIGN OF A HIGH-SPEED VOLTAGE-FOLLOWER

ABSTRACT

The paper presents a method for the design of a high speed voltage-follower, which had the propagation delay about 1 nanosecond.

The experimental results substantiated the validity of the proposed design relations.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 1 — 1979

STRUCTURĂ LOGICĂ CELULARĂ PENTRU ÎNMULŢIREA ŞI ÎMPĂRŢIREA NUMERELOR BINARE CU SEMN FOLOSIND PREZENTAREA BINARĂ REDUNDANTĂ CIFRĂ CU SEMN EXTINSĂ

DE

C. I. TOMA

1. INTRODUCERE

Metodele folosite pentru mărirea vitezei de efectuare a operaţiilor de înmulţire şi împărţire conduc la mărirea considerabilă a volumului de echipament folosit, adică la obţinerea unor scheme logice combinaţionale cu număr mare de circuite logice. Din acest motiv, este de dorit ca atunci cînd se elaborează o astfel de schemă logică combinaţională să se aibe în vedere posibilitatea folosirii ei pentru efectuarea atît a operaţiilor de înmulţire cît şi a operaţiilor de împărţire. Acest lucru este posibil prin faptul că înmulţirea şi împărţirea necesită operaţii elementare de acelaşi tip : adunări, scăderi şi deplasări.

Dintre structurile logice celulare specializate pentru înmulţirea şi împărţirea a două numere binare publicate în literatură [1]—[4], numai structura logică celulară din lucrarea [4] realizează înmulţirea şi împărţirea a două numere binare cu semn reprezentate în forma complement faţă de doi. În celelalte structuri logice celulare nu s-a insistat asupra formei de reprezentare a operanzilor şi a rezultatelor. Scopul principal, urmărit la publicarea acestor structuri logice celulare, a fost de a se arăta posibilitatea obţinerii unei structuri logice celulare specializată pentru înmulţirea şi împărţirea a două numere binare prin suprapunerea unei structuri logice celulare pentru înmulţirea peste o structură logică celulară pentru împărţire. Dezavantajul acestor structuri logice celulare constă în faptul că celula de bază este formată, în principal, dintr-un sumator cu propagarea transportului din rang în rang, motiv pentru care, timpul cerut pentru efectuarea unei operaţii de înmulţire sau împărţire este cu atît mai lung cu cît operanzii conţin mai multe cifre la dreapta virgulei.

2. SOLUŢIILE ADOPTATE PENTRU ELABORAREA STRUCTURII LOGICE CELULARE

Structura logică celulară, care face obiectul acestui articol, realizează, în funcţie de comanda primită, înmulţirea şi împărţirea a două numere binare cu semn reprezentate în forma cu virgulă fixă şi complement faţă de doi.

Prin folosirea reprezentării binare redundante de tipul cifră cu semn extinsă [5] şi a unei noi soluţii de suprapunere a unei structuri logice celulare pentru înmulţire peste o structură logică celulară pentru împărţire, structura logică celulară propusă asigură atît efectuarea rapidă a celor două operaţii aritmetice cît şi utilizarea eficientă a echipamentului. Această structură logică celulară, specializată pentru înmulţirea şi împărţirea a două numere binare

cu semn, a fost înregistrată la Oficiul de Stat pentru Investiții și Mărci, fiind caracterizată invenție [6].

Structura logică celulară folosește o celulă de bază formată, în principal, dintr-un sumator cu evitarea propagării transportului, la care rezultatul adunării sau scăderii a două numere binare se obține în reprezentarea binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă [5].

La ieșirea structurii logice celulare se folosește o structură logică pentru conversia rezultatului din forma binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă în forma binară neredundantă — complement față de doi [5]. În acest fel se asigură o cuplare simplă între structura logică celulară specializată în efectuarea operațiilor de înmulțire și împărțire și restul calculatorului, întrucît atît operanzii aplicați la intrările structurii logice celulare cît și rezultatele obținute la ieșirile ei sînt în reprezentarea binară neredundantă folosită în restul calculatorului.

Cu alte cuvinte, deîmpărțitul D și împărțitorul d, respectiv, deînmulțitul M și înmulțitorul m se aduc la intrările structurii logice celulare în reprezentarea binară complement față de doi, fiind de forma:

$$D = D_0, D_1 D_2 \ldots D_n \quad \text{unde } D_i \in \{0, 1\}$$

$$d = d_0, d_1 d_2 \ldots d_n \quad \text{unde } d_i \in \{0, 1\}$$

$$M = M_0, M_1 M_2 \ldots M_n \quad \text{unde } M_i \in \{0, 1\}$$

$$m = m_0, m_1 m_2 \ldots m_n \quad \text{unde } m_i \in \{0, 1\}$$

în timp ce restul parțial de ordinul JR^{J^*} și cîtul Q^*, respectiv, produsul parțial de ordinul J (deci și produsul final) P^{J^*} se obțin în cadrul structurii logice celulare în reprezentarea binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă, fiind de forma:

$$R^{J^*} = R_{-1}^{J^*} R_0^{J^*}, R_1^{J^*} R_2^{J^*} \ldots R_n^{J^*} \quad \text{unde } R_i^{J^*} \in \{\bar{1}, 0, 1\}$$

$$Q^* = q_0^*, q_1^* q_2^* \ldots q_n^* \quad \text{unde } q_i^* \in \{\bar{1}, 0, 1\}$$

$$P^{J^*} = P_0^{J^*}, P_1^{J^*} P_2^{J^*} \ldots P_{2n}^{J^*} \quad \text{unde } P_i^{J^*} \in \{\bar{1}, 0, 1\}$$

Avîndu-se în vedere algoritmul de împărțire folosit [7], trebuie avut în vedere ca împărțitorul d să fie normalizat, adică valoarea lui să aparțină domeniilor [1/2, 1), (1, 3/2], iar după normalizare valoarea lui absolută să fie mai mare decît a deîmpărțitului D.

Pentru a se asigura deplasarea în același sens a produselor parțiale rezultate în urma operațiilor de înmulțire și a resturilor parțiale rezultate în urma operațiilor de împărțire, adică spre dreapta ca în fig. 1, s-a avut în vedere o nouă soluție pentru suprapunerea unei structuri logice celulare pentru împărțire peste o structură logică celulară pentru înmulțire. Ea constă în următoarele. În cazul efectuării operațiilor de împărțire (fig. 1, *a*), structura logică celulară este realizată în așa fel încît atît operanzii aduși la intrare cît și rezultatele obținute la ieșire sînt în reprezentarea complement față de doi cu cifra semn în poziția cea mai din stînga, iar sensul de propagare a transportului de la o celulă la alta este de la dreapta la stînga. În cazul efectuării operațiilor de înmulțire (fig. 1, *b*), realizarea structurii logice celulare se face astfel încît deînmulțitul adus la intrare cît și produsul obținut la ieșire sînt în reprezentarea complement față de doi cu cifra semn în poziția cea mai din dreapta, iar sensul de propagare a transportului de la o celulă la alta este de la stînga la dreapta. Spre deosebire de structurile logice celulare publicate în literatură, în cazul

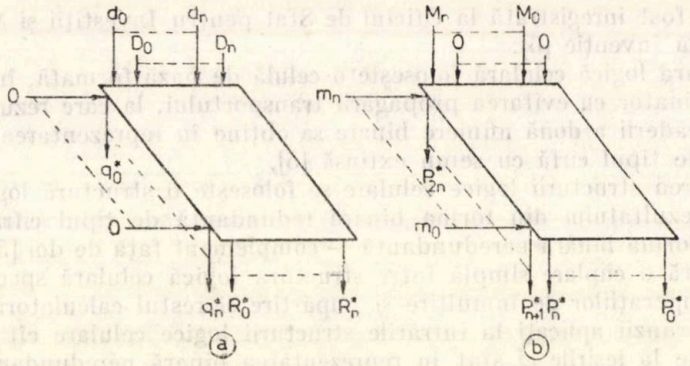


Fig. 1

structurii logice celulare elaborată de autor efectuarea operațiilor de înmulțire se începe cu cifra cea mai puțin semnificativă a înmulțitorului.

Aceste mici complicații legate de aducerea operanzilor din memoria calculatorului la intrările structurii logice celulare elaborată, de trecerea rezultatului de la ieșirea structurii logice celulare în memoria calculatorului și de realizarea propagării transportului de la o celulă la alta într-un sens sau celălalt, sînt prețul plătit în scopul realizării unei structuri logice celulare pentru înmulțire și împărțire care să asigure atît efectuarea rapidă a celor două operații aritmetice cît și folosirea eficientă a echipamentului.

3. DESCRIEREA STRUCTURII LOGICE CELULARE

Structura logică celulară pentru înmulțirea îi împărțirea a două numere binare cu semn se obține prin suprapunerea structurii logice celulare pentru împărțire [7] peste structura logică celulară pentru înmulțire [8], folosindu-se în acest scop soluția de suprapunere propusă mai sus.

În scopul alegerii uneia din cele două operații pentru care este specializată structura logică celulară prezentată în fig. 2., se folosește semnalul de comandă I, care acționează în fiecare rînd de celule. În prezența acestui semnal de comandă, adică pentru $I=1$, structura logică celulară realizează operația de înmulțire, iar în lipsa acestui semnal de comandă, adică pentru $I=0$, această structură logică realizează operația de împărțire. În situația în care structura logică celulară pentru înmulțire și împărțire primește la intrare operanzi avînd lungimea de $n+1$ cifre binare, dintre care o cifră se găsește la stînga virgulei, ea prezintă $2n+1$ ieșiri. În cazul operației de înmulțire toate cele $2n+1$ ieșiri sînt folosite pentru a se obține produsul, pe cînd în cazul operației de împărțire $n+1$ ieșire sînt folosite pentru a se obține cîtul și n ieșiri pentru a se obține restul împărțirii. Semnalul de comandă I asigură și alegerea celor două situații la trecerea rezultatului în memoria calculatorului.

Structura logică celulară pentru înmulțire și împărțire, prezentată în fig. 2, necesită folosirea a trei tipuri de celule :

– celulă pentru stabilirea unei cifre a înmulțitorului recodificat și respectiv pentru stabilirea unei cifre a cîtului, notată cu C și prezentată în fig. 3 ;

– celulă comandată sumator-scăzător, notată cu A și prezentată în fig. 4 ;

– celulă comandată sumator-scăzător, notată cu B și prezentată în fig. 5 ;

În cazul efectuării unei înmulțiri celula notată cu C (fig. 3) asigură următoarele operații.

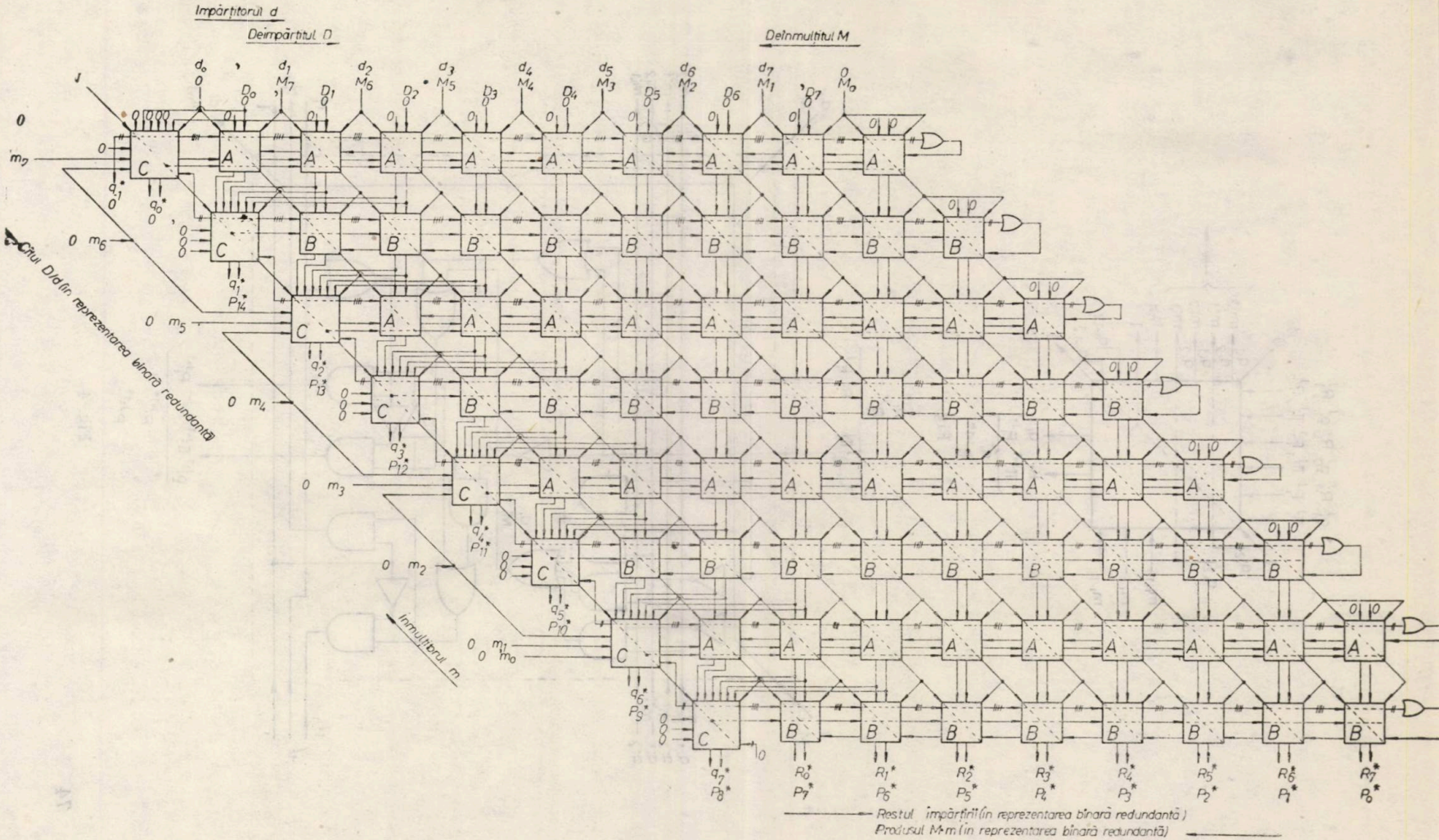

Impărțitorul d
Deimpărțitul D
Deînmulțitul M
Citiul D dat în reprezentarea binară redundantă
Înmulțitorul m
Restul împărțirii (în reprezentarea binară redundantă)
Produsul M·m (în reprezentarea binară redundantă)

Fig. 2

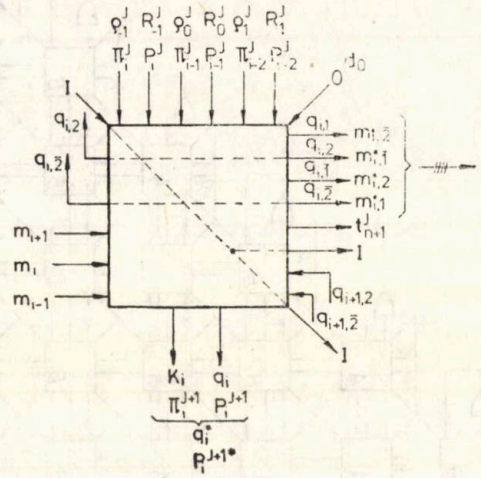


Fig. 3

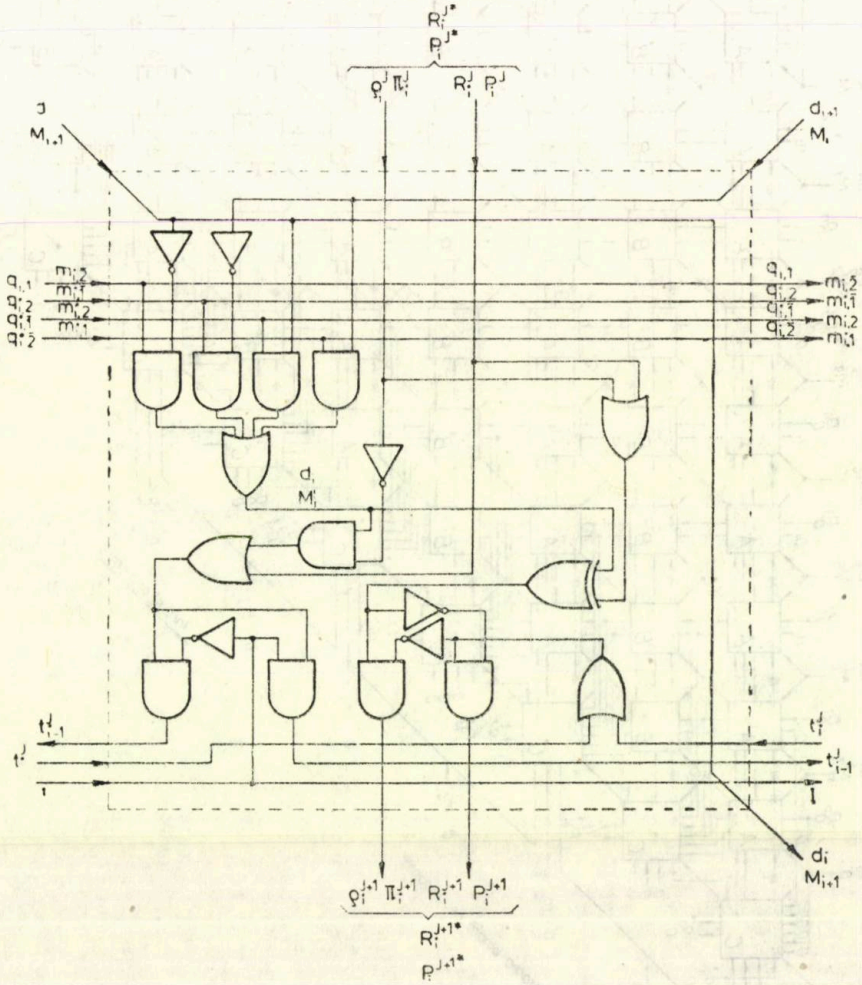


Fig. 4

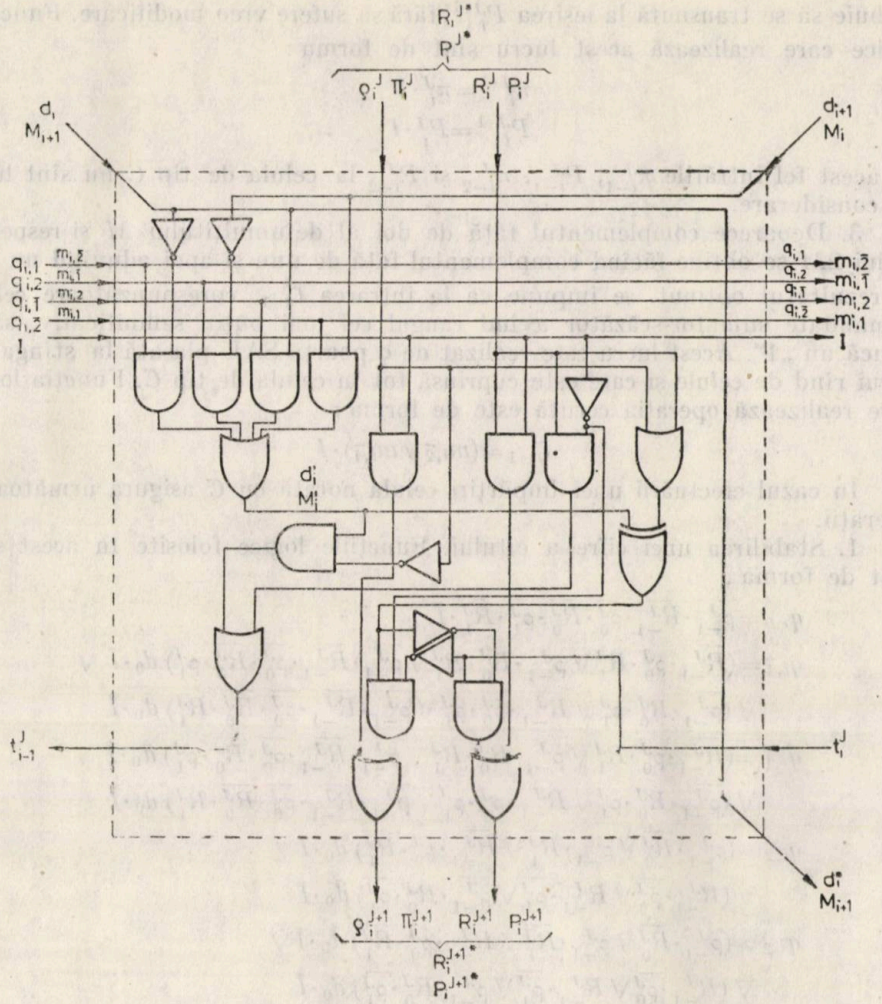


Fig. 5

1. Stabilirea unei cifre a înmulțitorului recodificat. Acest lucru este necesar deoarece structura logică celulară realizează înmulțirea simultan cu două cifre binare ale înmulțitorului. Funcțiile logice care realizează această recodificare sînt de forma :

$$m_{i,2} = \bar{m}_{i-1} m_i m_{i+1} \, I$$

$$m_{i,1} = (\bar{m}_{i-1} m_i \bar{m}_{i+1} \vee \bar{m}_{i-1} \bar{m}_i m_{i+1}) \, I$$

$$m_{i,0} = (\bar{m}_{i-1} \bar{m}_i \bar{m}_{i+1} \vee m_{i-1} m_i m_{i+1}) \, I$$

$$m_{i,\bar{1}} = (m_{i-1} m_i \bar{m}_{i+1} \vee m_{i-1} \bar{m}_i m_{i+1}) \, I$$

$$m_{i,\bar{2}} = m_{i-1} \bar{m}_i \bar{m}_{i+1} \, I$$

unde

$$i = n, \, n-2, \, n-4, \, \ldots, \, 5, \, 3, \, 1.$$

2. Produsul parțial rezultat la ieșirile celulei de tip A sau B, plasate imediat deasupra celulei de tip C și care se aplică la intrările π_i^J și P_i^J ale acestei celule,

trebuie să se transmită la ieșirea P_i^{J+1*} fără să sufere vreo modificare. Funcțiile logice care realizează acest lucru sînt de forma:

$$\pi_i^{J+1}=\pi_i^J \cdot I$$
$$P_i^{J+1}=P_i^J \cdot I$$

În acest fel intrările π_{i-1}^J, P_{i-1}^J, π_{i-2}^J și P_{i-2}^J la celula de tip C nu sînt luate în considerare.

3. Deoarece complementul față de doi al deînmulțitului M și respectiv al lui $2M$ se obține făcînd complementul față de unu și apoi adunînd un unu la rezultatul obținut, se impune ca la intrarea t_{n+1}^J, corespunzătoare celulei comandate sumator-scăzător avînd rangul cel mai puțin semnificativ, să se aducă un „1". Acest lucru este realizat de o poartă SAU plasată la stînga fiecărui rînd de celule și care este cuprinsă tot în celula de tip C. Funcția logică care realizează operația cerută este de forma:

$$t_{n+1}^J=(m_{i,\bar{2}} \vee m_{i,\bar{1}}) \cdot I$$

În cazul efectuării unei împărțiri celula notată cu C asigură următoarele operații.

1. Stabilirea unei cifre a cîtului. Funcțiile logice folosite în acest scop sînt de forma:

$$q_{i,0}=\overline{\rho_{-1}^J} \cdot \overline{R_{-1}^J} \cdot \overline{\rho_0^J} \cdot \overline{R_0^J} \cdot \overline{\rho_1^J} \cdot \overline{R_1^J} \cdot \bar{I}$$

$$q_{i,\bar{1}}=(\overline{R_{-1}^J} \cdot \rho_0^J \cdot R_1^J \vee \rho_{-1}^J \cdot R_0^J \cdot R_1^J \vee \overline{\rho_{-1}^J} \cdot \overline{R_{-1}^J} \cdot \overline{\rho_0^J} \cdot \overline{R_0^J} \cdot \rho_1^J)\, d_0 \cdot \bar{I} \vee$$
$$\vee (\overline{\rho_{-1}^J} \cdot R_0^J \cdot \rho_1^J \vee R_{-1}^J \cdot \rho_0^J \cdot \rho_1^J \vee \overline{\rho_{-1}^J} \cdot \overline{R_{-1}^J} \cdot \overline{\rho_0^J} \cdot \overline{R_0^J} \cdot R_1^J)\, \bar{d}_0 \cdot \bar{I}$$

$$q_{i,1}=(\overline{R_{-1}^J} \cdot \rho_0^J \cdot R_1^J \vee \rho_{-1}^J \cdot R_0^J \cdot R_1^J \vee \overline{\rho_{-1}^J} \cdot \overline{R_{-1}^J} \cdot \overline{\rho_0^J} \cdot \overline{R_0^J} \cdot \rho_1^J)\, \bar{d}_0 \cdot \bar{I} \vee$$
$$\vee (\overline{\rho_{-1}^J} \cdot R_0^J \cdot \rho_1^J \vee R_{-1}^J \cdot \rho_0^J \cdot \rho_1^J \vee \overline{\rho_{-1}^J} \cdot \overline{R_{-1}^J} \cdot \overline{\rho_0^J} \cdot \overline{R_0^J} \cdot R_1^J)\, d_0 \cdot \bar{I}$$

$$q_{i,\bar{2}}=(\rho_{-1}^J \cdot \overline{R_0^J} \vee \rho_{-1}^J \cdot \overline{R_1^J} \vee \overline{R_{-1}^J} \cdot \rho_0^J \cdot \overline{R_1^J})\, d_0 \cdot \bar{I} \vee$$
$$\vee (R_{-1}^J \cdot \overline{\rho_0^J} \vee R_{-1}^J \cdot \overline{\rho_1^J} \vee \overline{\rho_{-1}^J} \cdot R_0^J \cdot \overline{\rho_1^J})\, \bar{d}_0 \cdot \bar{I}$$

$$q_{i,2}=(\rho_{-1}^J \cdot \overline{R_0^J} \vee \rho_{-1}^J \cdot \overline{R_1^J} \vee \overline{R_{-1}^J} \cdot \rho_0^J \cdot \overline{R_1^J})\, \bar{d}_0 \cdot \bar{I} \vee$$
$$\vee (R_{-1}^J \cdot \overline{\rho_0^J} \vee R_{-1}^J \cdot \overline{\rho_1^J} \vee \overline{\rho_{-1}^J} \cdot R_0^J \cdot \overline{\rho_1^J})\, d_0 \cdot \bar{I}$$

2. Avîndu-se în vedere posibilitatea de asimilare a valorilor 2 și $\bar{2}$, la ieșirile celulei se obțin variabilele binare K_i și q_i ce codifică valoarea cifrei q_i^* a cîtului. Funcțiile logice care realizează acest lucru sînt de forma:

$$K_i=(\bar{q}_{i,1} \cdot q_{i+1,\bar{2}} \vee q_{i,\bar{1}} \cdot \bar{q}_{i+1,2}) \cdot \bar{I}$$
$$q_i=(\bar{q}_{i,\bar{1}} \cdot q_{i+1,2} \vee q_{i,1} \cdot \bar{q}_{i+1,\bar{2}}) \cdot \bar{I}$$

Trebuie notat faptul că atît în cazul celor patru șine din dreapta celullei de tip C, cît și în cazul celor două ieșiri din partea inferioară a celulei respective, informația se introduce prin intermediul unei porți SAU pentru a se da posibilitatea folosirii acestor ieșiri atît în cazul operațiilor de înmulțire, cît și în cazul operațiilor de împărțire.

Celula comandată sumator-scăzător, notată cu A (fig. 4), în funcție de semnalul de comandă I, asigură propagarea transportului de la o celulă la alta spre dreapta sau spre stînga. În cazul operației de înmulțire, cînd $I=1$, sensul de propagare al transportului de la o celulă la alta este de la stînga la dreapta, iar în cazul operației de împărțire, cînd $I=0$, sensul de propagare al transportului de la o celulă la alta este de la dreapta la stînga.

Celula notată cu B (fig. 5) se comportă la fel ca și celula notată cu A în cazul operației de împărțire, pe cînd în cazul operației de înmulțire ea asigură transmiterea produsului parțial P_i^{J*} aplicat la intrare direct la ieșirea P_i^{J+1*}, fără să sufere vreo modificare. Acest lucru este necesar deoarece structura logică celulară realizează înmulțirea simultan cu două cifre binare ale înmulțitorului.

Poarta SAU plasată la dreapta fiecărui rînd de celule realizează operația logică $q_{i,1} \vee q_{i,2}$, asigurînd realizarea complementului față de doi al împărțitorului d și respectiv al lui $2d$.

4. CONCLUZII

Structura logică celulară specializată pentru înmulțirea și împărțirea a două numere binare cu semn se caracterizează prin viteză mare de operare. Dacă se notează prin τ timpul de răspuns mediu al circuitelor logice SI, $SI-NU$ și $SI-SAU-NU$ integrate, timpul necesar obținerii produsului final in forma de reprezentare complement față de doi este egal cu $\frac{1}{2}(7n+39)\tau$, iar a rezultatului împărțirii în aceeași reprezentare $\frac{1}{2}(17n+39)\tau$. În cazul în care numărul de cifre binare la dreapta virgulei este $n=31$, timpul necesar obținerii produsului final este $128\,\tau$, iar a rezultatului împărțirii $283\,\tau$.

Prin integrarea la scară medie a unei părți din structura logică celulară prezentată se obține un dispozitiv de înmulțire și împărțire integrat, care asigură pe lîngă viteză mare de operare și posibilitate de extindere simplă a structurii logice celulare pentru operanzi cu număr de cifre binare oricît de mare.

BIBLIOGRAFIE

1. Gex, A.: „Multiplier-divider cellular array", Electronics Letters, Vol. 7, No 15, pg. 442—444 1971.
2. White, G.: „Versatile cellular array for binary arithmetic", Radio and Electronic Engineer, 1971.
3. Deegan, I.: „Concise cellular array for multiplication and division", Electronics Letters, Vol. 7, No. 23, pg. 702—704, 1971.
4. Pop, V.: „Schemă logică interativă pentru înmulțirea și împărțirea binară", Automatica și Electronica, Vol. 17, No. 1, pg. 37—43, 1973.
5. Toma, C. I.: „Sumator binar cu evitarea propagării transportului folosind o reprezentare binară redundantă de tipul cifră cu semn extinsă", Electrotehnica, Electronica, și Automatica, Vol. 22, Nr. 4, 1978.
6. Toma, C. I.: „Structură logică celulară pentru înmulțirea și împărțirea numerelor binare cu semn", Brevet de invenție, R.S.R., nr. 67211, titular Institutul politehnic „Traian Vuia" Timișoara, 1974.
7. Toma. C. I. și Soceneanțu, A.: „Celular logic array for redundant binary division", Proceedings of the IEE, Vol. 119, No. 10, pg. 1452—1456, 1972.
8. Toma, C. I.: „Structură logică celulară pentru înmulțirea numerelor binare cu semn folosind reprezentarea binară redundantă cifră cu semn extinsă", Invenții și inovații, Vol. XIII, Nr. 3, 1978.

CELLULAR LOGIC ARRAY FOR MULTIPLICATION AND DIVISION OF SIGNED BINARY NUMBERS USING SIGNED-DIGIT REDUNDANT REPRESENTATION

ABSTRACT

The cellular logic array of a multiplication and division device that is based on the signed-digit redundant representation of the partial products and remainders is reported.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 1 — 1979

SISTEMELE DE OPERARE TIMP REAL – SISTEME ORIENTATE PE GESTIONAREA TASKURILOR

DE

M. PETRU, V. CREŢU, A. FURTUNESCU, E. VĂCĂRESCU

1. INTRODUCERE

Lucrarea de faţă îşi propune să prezinte modul în care a fost concepută şi realizată gestionarea task-urilor în sistemul de operare timp real „*FSPS*" realizat în cadrul Centrului de calcul al IPTVT. [1]

Avînd în vedere faptul că într-un sistem de operare timp real sarcina de bază constă în gestionarea lansării în execuţie a unor secvenţe de program (task-uri) care realizează interfaţa proces-sistem de calcul, arhitectura adoptată a fost aceea de sistem orientat pe prelucrarea task-urilor („task oriented system"). [3]

Programele utilizator care realizează funcţiile de urmărire şi conducere a procesului sînt concepute deci ca task-uri ce lucrează în paralel, utilizînd în comun resursele clasice ale sistemului : timpul unităţii centrale, memoria şi dispozitivele periferice. [2].

Ţinînd cont de specificul sistemului de operare realizat precum şi de cerinţa introducerii unei tratări unitare a evenimentelor, a apărut necesitatea reconsiderării noţiunii de task ca fiind o nouă resursă a sistemului de operare. În conformitate cu particularităţile fiecărei resurse au fost adoptate politici corespunzătoare de alocare şi gestionare a acestora. În cele ce urmează se prezintă resursa sistem „task-uri".

2. POLITICA DE GESTIONARE A RESURSEI „TASK-URI"

Principalele cerinţe care au fost luate în considerare privind tratarea resursei „task-uri" au fost următoarele :

– alocarea resursei unitate centrală pe durata unei cuante maximale de timp, task-ului cel mai prioritar, pregătit pentru execuţie ;

– asigurarea unei flexibilităţi deosebite privind posibilitatăţile de sincronizare a task-urilor ;

– crearea unui mod simplu şi eficient de comunicare a datelor între task-uri ;

– asigurarea posibilităţii de lansare a unor task-uri cu execuţie imediată sau întîrziată.

Avînd în vedere faptul că în general sistemele de operare timp real specializate pe conducerea proceselor industriale se realizează pe suportul hard-

ware al unor calculatoare mici (în cazul de față *FELIX C 32 P*) cu capacitate redusă de memorie (maximum 64 *K*) a fost necesară o tratare interdependentă a resurselor task-uri și memorie. În acest context task-urile se presupun a fi de două categorii : rezidente (încărcate permanent în memorie) și nerezidente (încărcate în zonele de lucru ale sistemului afectate acestui scop în momentul lansării în execuție), repartizarea „task-urilor" pe cele două categorii fiind o opțiune a utilizatorului.

Structura generală a modului în care sînt tratate task-urile ca resursă reiese din fig. 1.

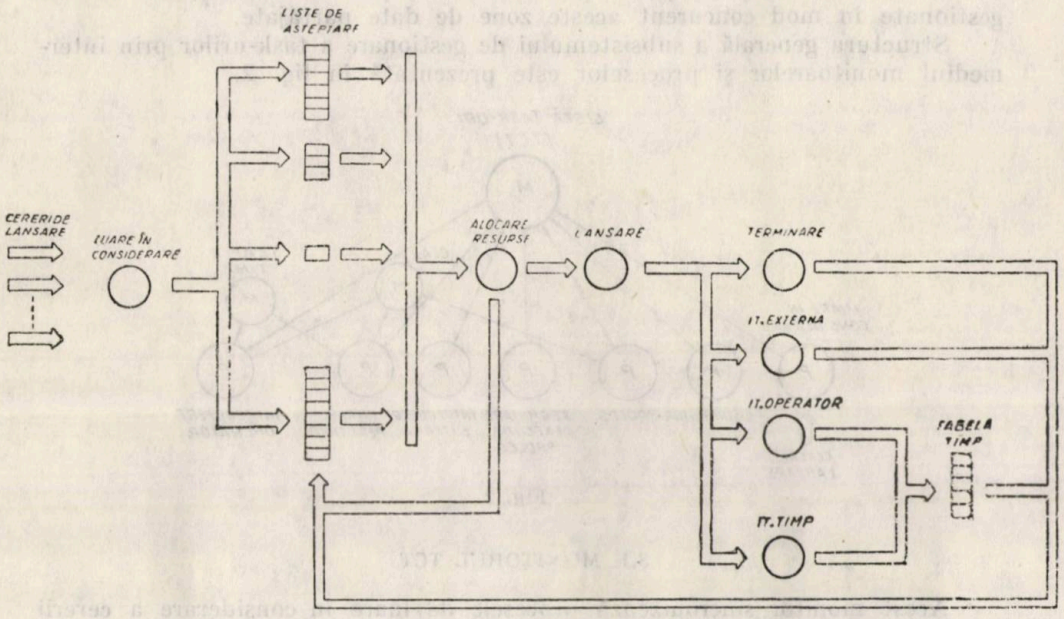


Fig. 1

Se observă că lansarea în execuție a unui task ca urmare a unei cereri corespunzătoare se desfășoară în patru etape distincte :

— luarea în considerare a cererii care provoacă înlănțuirea acesteia în lista de așteptare specifică ;

— alocarea resurselor necesare lansării în execuție a task-ului (memorie, periferice nepartajabile) ;

— lansarea efectivă în execuție a task-ului cu eventuale întreruperi ale execuției din diverse motive ;

— terminarea execuției task-ului pentru care s-a efectuat cererea.

Aceste etape distincte sînt realizate prin procese ciclice care se desfășoară continuu, independent de celelalte procese active la un moment dat.

Dată fiind complexitatea deosebită a fenomenelor unui proces real au fost prevăzute diverse moduri de sincronizare a execuției task-urilor, moduri aflate la îndemîna utilizatorului. Elementele care materializează aceste moduri și realizează în mod efectiv sincronizările sînt monitoarele. [4].

3. MONITOARELE – ELEMENTE DE BAZĂ ALE SINCRONIZĂRII PROCESELOR

Conform cu structura adoptată, s-au definit următoarele zone de date partajate cu funcții de monitor:

a) lista task-urilor existente în configurație conținînd sublista cererilor de lansare;

b) tabela de activări periodice de taskuri în timp;

c) tabela de contorizare a timpului sistem.

În cadrul fiecărui monitor apar subrutinele prin intermediul cărora sînt gestionate în mod concurent aceste zone de date partajate.

Structura generală a subsistemului de gestionare a task-urilor prin intermediul monitoarelor și proceselor este prezentată în fig. 2.

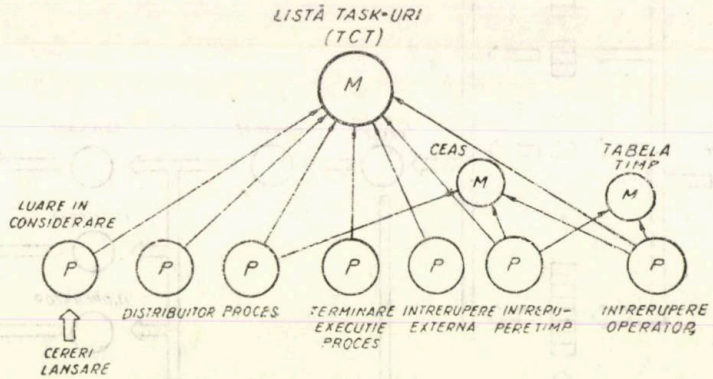


Fig. 2

3.1. MONITORUL TCT

Acest monitor sincronizează procesele de luare în considerare a cererii de lansare, lansare și terminare a execuției unui task [fig. 2]. În acest scop zona de date a monitorului are rezervată cîte o intrare pentru fiecare task, intrare care conține toate informațiile considerate indispensabile gestionării acestuia.

La apariția unei cereri de lansare task, este activat procesul de luare în considerare a cererii. Acesta, ca urmare obține accesul la listele de așteptare, din monitorul *TCT* și completează aceste liste cu cererea actuală. În continuare este activat procesul de alocare resurse care poate activa procesul de lansare dacă alocarea resurselor solicitate a putut fi satisfăcută. Procesul de lansare va efectua lansarea efectivă a procesului (task-ului) corespunzător prin consultarea monitorului TCT. După lansare, task-ul își începe execuția efectivă în UC. Pe parcursul acesteia, ca urmare a apariției unor evenimente ca întreruperi externe, întreruperi de timp sau intervenții operator, task-ul poate fi întrerupt pentru a fi activat procesul de tratare a întreruperii corespunzătoare, urmînd a fi relansat ulterior. După terminarea execuției unui task este activat procesul de terminare.

După efectuarea actualizărilor în monitoarele corespunzătoare este activat din nou procesul de alocare resurse și lansare în execuție. Monitorul are posibilitatea de a amîna lansarea în execuție a unui proces după cum pot sau nu pot fi onorate cererile de resurse ale acestuia sau poate impune o lansare

în execuție prioritară în funcție de caracteristicile transmise de către procesul de luare în considerare.

În funcție de rezultatele transmise de către aceste procese către monitorul TCT, un proces utilizator (task) se poate afla într-una din stările :

– „întrerupt" – task-ul este pregătit de lansare și va fi lansat în execuție în momentul în care nu există nici un task mai prioritar „întrerupt".

– „în așteptare" task-ul așteaptă apariția unui eveniment (terminarea unei operații *I/E*, rezolvarea unui apel task, eliberarea unei resurse, etc.).

– „blocat" – task-ul nu poate fi apelat și lansat ;

– „terminat" – task-ul și-a terminat execuția și nu mai are nici o cerere de lansare în lista de așteptare (TASKQ) ;

– „activ" – task-ul lucrează în UC.

3.2. MONITORUL – TABELA DE ACTIVĂRI PERIODICE DE PROCESE

Conducerea în timp real a proceselor industriale necesită lansarea în execuție la intervale prestabilite de timp a unor task-uri cu funcții specifice (culegeri periodice de date, protocolări, etc). Atît task-urile care se lansează în execuție cît și perioadele de timp pot fi precizate atît la inițializarea sistemului cît și în mod dinamic prin intervenția operatorului de proces. Pentru sincronizarea acestor evenimente a fost realizat monitorul „tabela de activări periodice de proces".

Asupra acestei tabele lucrează pe de o parte procesul de tratare a întreruperii operator, iar pe de altă aprte procesul de tratare a întreruperilor de timp care la intervalele de timp prescrise „trezește" procesul de luare în considerare a unei cereri de lansare pentru task-ul specificat.

3.3. MONITORUL „TIMP" :

Acest monitor are sarcina de a păstra evidența timpului sistem avînd ca bază de pornire ora comunicată de operator la inițializarea sistemului.

Baza de date a monitorului timp este actualizată de procesul întrerupere de timp, putînd fi consultată în mod concurent de către procesul intervenție operator și procesele utilizator.

4. PROCESELE SECVENȚIALE DE EXECUȚIE ALE SISTEMULUI

Pornind de la multiplele funcții de execuție pe care le are un sistem de operare timp-real a fost necesară gruparea proceselor existente în două categorii mari :

– procese sistem care realizează funcțiile proprii sistemului de operare ;

– procese utilizator (task-urile) care realizează funcțiile de conducere și urmărire a procesului industrial precum și interfața proces, operator, calculator.

Procesele, indiferent de categoria din care fac parte, nu interacționează între ele decît prin intermediul monitoarelor specifice care asigură sincronizarea acestora. Deosebirea esențială din cele două categorii de procese amintite constă în modul de execuție a acestora în unitatea centrală.

În timp ce procesele sistem se execută în UC în regim mascat (neîntreruptibile), procesele utilizator se execută în regim normal nemascat.

Cu privire la procesele utilizator specificăm că utilizatorul are posibilitatea de a interveni direct în modul de sincronizare a execuției task-urilor prin indicarea tipului de apel efectuat. Astfel apelurile de task pot fi :

— apel sincronizat — cererea se consideră achitată în momentul terminării task-ului apelat ;

— apel nesincronizat — cererea se consideră achitată în momentul lansării în execuție a task-ului apelat ;

— apel indiferent — cererea se consideră achitată în momentul luării ei în considerare.

În cele ce urmează se vor prezenta procesele sistem care realizează funcțiile sistem legate de gestionarea și sincronizarea proceselor utilizator precum și o descriere a acestora din urmă.

4.1. PROCESELE SISTEM

4.1.1. *Luarea în considerare a cererii de lansare în execuție task*

Procesul care are ca sarcină luarea în considerare a cererilor de lansare, realizînd astfel legătura dintre task-ul apelant și sistem are următoarea funcție de bază :

— actualizează listele de așteptare din monitorul TCT în conformitate cu cererea formulată.

Activarea acestui proces este efectuată printr-o deri tă instrucție inexistentă.

Actualizarea listelor de așteptare pe baza cererii formulate este realizată în funcție de tipul apelului solicitat. Utilizatorul are posibilitatea astfel de a cere o lansare prioritară a task-ului apelat prin intermediul unui tip special de apel „apelul imediat". În consecință, aceste cereri vor fi înlănțuite în capul listelor de așteptare spre deosebire de cererile obișnuite care sînt luate în considerare în sistem *FIFO*.

În cazul cînd cererea de lansare în execuție urmează unui apel de tip indiferent este activată și funcția monitorului TCT privind sincronizarea execuției task-urilor pentru marcarea terminării „operației" lansate.

4.1.2. *Alocarea resurselor și lansarea în execuție a task-urilor*

Aceste funcții sînt preluate de procesul de distribuire a lucrărilor. Sarcina esențială a acestui proces este de a selecta cel mai prioritar task aflat în starea „întrerupt" spre a-l lansa.

Lansarea în execuție poate fi realizată numai în cazul în care resursele sistemului cerute de task sînt disponibile și pot fi alocate acestuia.

Avînd în vedere că un număr mare de task-uri sînt nerezidente, principalul motiv care poate eșua încercarea de lansare este insuficiența resursei memorie. Sistemul dispune de un număr de zone tranzitorii rezervate încărcării acestor task-uri gestionate în funcție de solicitarea existentă.

Pe de altă parte lansarea în execuție a unui task poate fi împiedecată de insuficiența resurselor dispozitive periferice.

Acest fenomen poate apare în cazul dispozitivelor periferice nepartajabile care nu pot fi afectate la un moment dat decît unui singur task [2].

În cazul în care funcția de alocare resurse permite, se efectuează lansarea efectivă în execuție în UC a task-ului în cauză. Din acest moment procesul

de alocare resurse și lansare este oprit iar controlul este predat procesului „task utilizator".

Remarcăm că în sarcina acestui proces cade și activarea funcției monitorului TCT de sincronizare a execuției task-urilor în cazul în care lansarea se efectuează ca urmare a unui apel nesincronizat.

4.1.3. *Terminarea execuției unui task*

Procesul sistem care tratează terminarea execuției unui proces utilizator (task) are de îndeplinit două sarcini de bază :

– efectuarea actualizărilor în monitorul TCT referitoare la sincronizarea execuției task-urilor ;

– eliberarea resurselor sistem care au fost afectate pe durata execuției task-ului în cauză.

Activarea sa se provoacă pe baza unei derute de tip instrucție inexistentă din task-ul curent.

Pe lîngă actualizarea listelor de așteptare atașate task-ului, în cazul apelurilor sincronizate se activează și funcția de sincronizare din monitorul TCT.

Dacă mai există cereri în listă, task-ul este repus în starea întrerupt pentru a fi relansat ulterior.

După actualizarea referitoare la sincronizările între task-uri se efectuează eliberarea resurselor ocupate de task-ul terminat.

În final se analizează modul de terminare, normal sau cu eroare, situația din urmă necesitînd o tratare specială.

După îndeplinirea tuturor funcțiilor sale procesul de terminare se dezactivează singur.

4.1.4. *Tratarea întreruperilor externe*

În timpul realizării funcției de conducere a procesului industrial, din proces, prin intermediul întreruperilor externe se semnalează sistemului de operare necesitatea unor intervenții specifice.

În consecință procesul de tratare a întreruperilor externe, prin intermediul monitorului TCT, activează procesul de luare în considerare a unei cereri de apel în vederea lansării în execuție a unui task pentru tratarea evenimentului extern apărut.

4.1.5. *Tratarea întreruperilor în timp*

Procesul de tratare a întreruperii de timp este activat prin sistemul hard al întreruperilor de orologiu și are drept funcții de execuție actualizarea bazei de date a monitorului „timp", consultarea bazei de date a monitorului „tabela de activări periodice de procese" și la consumarea intervalelor de timp prescrise „trezește" procesul de luare în considerare.

4.1.6. *Tratarea întreruperii operator*

Acest proces asigură operatorului posibilitatea de a interveni în activitatea sistemului ori de cîte ori consideră acest lucru necesar. Procesul este activat în momentul recepționării unei întreruperi provocate de la panoul de comandă. Prin dialog cu operatorul este stabilită operația cerută de acesta și se pregătește lansarea task-ului de tratare a intervenției operator, prin intermendiul monitorului TCT. Procesul de tratare a întreruperii operator poate consulta și modifica zonele de date ale monitoarelor sistemului de operare.

4.2. PROCESELE UTILIZATOR

Procesele utilizator, menționate sub numele de task-uri alcătuiesc secvențele de interfață pe de o parte între calculator și operator sau utilizator (task-uri sistem) și pe de altă parte între calculator și procesul industrial propriu zis (task-uri utilizator).

4.2.1. *Task-urile sistem*

Task-urile sistem în număr de cinci sînt secvențe de program care au preluat o parte din funcțiile sistemului de operare. Organizarea lor ca task-uri a fost necesară în primul rînd pentru a se asigura o tratare cît mai unitară a funcțiilor sistemului de operare și în al doilea rînd din cauză că ele se execută cu întreruperile nemascate, solicitînd lansări de apeluri supervizor. Astfel au fost create următoarele task-uri sistem :

1) task-ul de tratare a erorilor operațiilor de I/E cu următoarele sarcini :
   — tratează erorile apărute în execuția operațiilor de *I/E* ;
   — încearcă repararea acestora prin reluarea sau redirectarea operațiilor.
2) task-ul de tratare a intervenției operator.

Operatorul are posibilitatea de a apela următoarele funcții ale sistemului : blocare și deblocare task, lansare în execuție task, validare și invalidare periferic, comutare periferice, vizualizarea mapping-ului dispozitivelor periferice, comutarea discului sistem și schimbarea datei sistem.

3) task-ul încărcător — care are rolul de a efectua încărcarea task-urilor nerezidente în memorie.

4) task-ul de dialog cu consola operatorului are rolul de a asigura o interfață simplă pentru utilizator privind operațiile de intrare-ieșire efectuate pe consola operatorului ;

5) task-ul de așteptare — este task-ul cu cea mai mică prioritate. El se află permanent în starea întrerupt și este lansat în momentul în care nu mai există nici un alt task pregătit de lansare.

Deoarece task-urile sistem sînt relativ frecvent apelate pentru rezolvarea unor probleme curente ale activității sistemului de operare s-a considerat necesar să fie declarate ca task-uri rezidente de prioritate maximă (exceptînd task-ul de așteptare).

4.2.2. *Task-urile utilizator* prelucrează de fapt informațiile de la și spre proces.

În funcție de importanța atribuită unui task de către utilizator, acesta poate fi mai mult sau mui puțin prioritar decît altele și respectiv rezident sau nerezident. Nu se admit task-uri de priorități egale. Task-urile rezidente vor fi încărcate în memorie unde vor rămîne prezente pînă la o eventuală nouă inițializare a sistemului. Cele nerezidente rămîn pe discul sistem în biblioteca de programe a procesului urmînd a fi încărcate pe parcurs în zonele tranzitorii.

Din punctul de vedere al prelucrării datelor procesului, task-urile utilizator au posibilitatea de a-și transmite informații în momentul apelurilor putînd utiliza totodată zone comune de date din memorie sau de pe disc.

5. CONCLUZII

Problemele prezentate în lucrarea de față au stat la baza realizării sistemului de operare timp real FSPS. Introducerea unui nou tip de resursă a sistemului „task-urile" a reușit să asigure un plus de siguranță în funcționare,

o tratare unitară a tuturor „operațiilor" lansate în sistem și o interfață foarte simplă cu utilizatorul.

Task-urile utilizator, care din punct de vedere al proiectării și realizării cad în sarcina utilizatorului, fiind partea specifică a unei aplicații concrete, pot fi puse la punct sub forma unor programe independente compilate sub sistemul DOS C32. Trecerea lor în biblioteca de proces este efectuată de către programele de generare a discului sistem de proces.

Testarea întregului set de programe realizat a fost efectuată prin simulare pe calculatorul FELIX C-256, asamblarea și implementarea sistemului de operare pe calculatorul FELIX C32 P necesitînd foarte puține corecții și modificări.

Una din problemele care va rămîne în atenția realizatorilor putînd aduce o îmbunătățire a funcționării sistemului de operare este aceea a perfecționării modului de gestionare a resursei memorie prin implementarea unui algoritm de alocare dinamică.

BIBLIOGRAFIE

1. Furtunescu A., Crețu V., Petru M., Văcărescu E., „Sistem de operare specializat în aplicații de proces, implementat pe calculatorul FELIX C-32 P",
2. Crețu V., Petru M., Furtunescu Al., Văcărescu E., „Probleme ale tratării operațiilor de intrare/ieșire într-un sistem de operare timp real".
3. I. Georgescu, „Sisteme de operare pentru calculatoare numerice" Ed. tehnică 1974.
4. J. Hoare, „Monitors : An Operating System Structuring Concept" ACM 17, 10 (oct. 1974) pag. 349–57.

REAL TIME OPERATING SYSTEMS – TASK – ORIENTED SYSTEMS

ABSTRACT

This paper presents the implementation of the task management in the real-time operating system *FSPS* 32/64.

The logical programming unit of this implementation is the task. The tasks are considered processor's resources which use concurently, the classical systems resources : memory, processor, *I*/O devices.

The task management is presented in terms of process syncronization : monitors and processes.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 1 — 1979

SISTEM DE OPERARE SPECIALIZAT ÎN APLICAŢII DE PROCES, IMPLEMENTAT PE CALCULATORUL FELIX C-32P

DE
A. FURTUNESCU, V. CREŢU, M. PETRU, E. VĂCĂRESCU

1. INTRODUCERE

Sistemul de operare realizat este destinat supravegherii proceselor industriale cu ajutorul calculatorului de proces de concepţie românească *FELIX C-32/64* P. fiind utilizabil într-o clasă largă de aplicaţii din industriile chimică, materialelor de construcţii, energetică, metalurgică etc.

Funcţiile principale ale acestui sistem sînt : comanda execuţiei şi înlănţuirii lucrărilor, gestiunea operaţiilor de intrare/ieşire, tratarea condiţiilor excepţionale (derutărilor), gestiunea întreruperilor interne, încărcarea şi lansarea unor lucrări paralele în timp real, coordonarea deservirii întreruperilor externe, supravegherea şi comanda operaţiilor de intrare/ieşire (din/spre proces), gestiunea orologiilor de timp real, comunicarea cu operatorul de proces.

Avînd în vedere destinaţia sistemului, în proiectarea acestuia s-a urmărit realizarea următoarelor cerinţe : timp de răspuns cît mai scurt, siguranţă în funcţionare, optimizarea alocării resurselor, necesar minim de memorie, tratarea erorilor program de către sistem sau de către utilizator, tratarea automată a erorilor operaţiilor de *I/E*. De asemenea, în scopul realizării continuităţii procesului de prelucrare, s-a prevăzut posibilitatea preluării operaţiilor de *I/E* (pentru dispozitivele periferice defecte), de către cele în stare de funcţionare.

În cele ce urmează se prezintă structura generală, componentele, precum şi cîteva noţiuni legate de generarea şi iniţializarea sistemului.

2. DESCRIEREA SISTEMULUI

Cerinţele prelucrării în timp real a informaţiilor referitoare la procesele industriale, au determinat alegerea unui tip de sistem de operare orientat pe prelucrarea task-urilor. Programele utilizator care realizează funcţiile de urmărire şi conducere a procesului, sînt concepute ca task-uri ce lucrează în paralel, utilizînd în comun resursele sistemului.

Se consideră resurse ale sistemului timpul unităţii centrale, memoria, dispozitivele periferice şi task-urile.

În conformitate cu specificul fiecărei resurse au fost adoptate politici corespunzătoare de alocare şi gestionare. Astfel, unitatea centrală se alocă pe durata unei cuante maximale de timp, task-ului cel mai prioritar pregătit pentru execuţie.

Un task în lucru poate fi întrerupt la apariţia unuia din următoarele evenimente : trecerea în aşteptarea terminării unei operaţii lansate, întrerupere externă task-ului (întrerupere *I/E*, întrerupere externă, intervenţie operator),

epuizarea cuantei de timp alocat, terminarea execuţiei task-ului. Oricare din aceste evenimente produce modificări în lista task-urilor gata spre a fi executate, determinînd necesitatea realocării resursei unitate centrală.

În raport cu aceste evenimente, un task se poate afla în una din stările : activ (rulează în unitatea centrală), întrerupt (pregătit pentru lansare, urmînd a deveni activ în momentul în care nu va mai exista nici un task mai prioritar gata de execuţie), în aşteptarea producerii unui eveniment, terminat şi blocat (în urma unei intervenţii operator).

Memoria (privită ca resursă) se alocă în conformitate cu specificul task-urilor. Din acest punct de vedere task-urile pot fi rezidente, caz în care li se alocă memorie la iniţializarea sistemului, sau nerezidente urmînd ca alocarea memoriei să se facă în mod dinamic în faza de pregătire a lansării. În vederea alocării memoriei task-urilor nerezidente, sistemul dispune de un număr de zone tranzitorii. În cazul în care se cere alocarea unei zone tranzitorii şi nu există nici una disponibilă, task-ul solicitant se pune în aşteptarea eliberării unei zone ocupate.

De aceeaşi manieră se alocă în mod dinamic zona de salvare a registrelor pentru task-urile luate în lucru de către sistem.

Resursa-dispozitive periferice este constituită din : discuri magnetice, imprimantă, consolă operator, console de vizualizare alfanumerice. Dispozitivele aferente proceselor industriale se tratează direct de utilizator prin legătura programată.

Cererile de operaţii *I/E* se înlănţuie în ordinea sosirii lor în şiruri de aşteptare specifice perifericelor solicitate, urmînd ca lansarea efectivă a operaţiilor să aibă loc asincron după terminarea execuţiei cererilor anterioare. În cazul în care spaţiul de memorie alocat şirurilor de aşteptare se epuizează, task-ul solicitat se pune în aşteptarea eliberării unei intrări, cererea de operaţie fiind reluată în vederea reconsiderării sale.

Din considerente de siguranţă a funcţionării, sistemul este înzestrat cu 2 unităţi de discuri, cu discuri sistem identice. Din punct de vedere logic, sistemul ia în considerare o singură unitate urmînd ca în cazul detectării unei erori ireparabile sau în cazul intervenţiei operatorului să se producă schimbarea adresei unităţii, deci implicit comutarea discurilor.

Imprimanta este privită ca un periferic nepartajabil, ea fiind afectată de către sistem primului task, care solicită transfer de informaţii spre imprimantă. Afectarea este validă pe toată durata execuţiei task-ului, dezafectarea putînd să aibă loc atît la dorinţa utilizatorului (apel sistem RELEASE), sau în mod automat în momentul terminării execuţiei task-ului.

Eventuale cereri de transfer spre imprimantă sînt luate în considerare doar dacă provin de la task-ul căruia i-a fost afectată, restul cererilor trec task-urile din care provin în stare de aşteptare, urmînd ca la dezafectarea imprimantei să fie reconsiderate. În caz de defectare a imprimantei, la intervenţia operatorului, consola operator sau consolele alfanumerice pot prelua funcţiile acesteia, operaţie care din punct de vedere al utilizatorului este transparentă ea avînd loc la intervenţia sistemului. Comutări de tipul celei descrise mai sus pot avea loc între consolele alfanumerice sau între consola operator şi consola alfanumerică care o dublează.

Task-urile, ca elemente de bază ale multitasking-ului realizat de sistem, pot fi lansate prin intervenţie operator, dintr-o secvenţă de tratare a unei întreruperi externe sau la cererea unor alte task-uri. Din acest motiv ele pot fi privite ca şi resurse şi apare în mod implicit necesitatea planificării şi sincronizării cererilor concurente de apeluri de lansări în execuţie ale task-urilor.

Cererile de lansare se tratează în mod analog cu cele de *I/E*, ele înlănțuindu-se în șiruri de așteptare specifice task-urilor apelate, urmînd ca satisfacerea cererilor să aibă loc în momentul rezolvării cererilor anterioare. Umplerea șirurilor de așteptare se soluționează exact ca și la operațiile cu dispozitive periferice.

Sistemul oferă posibilitatea implicării directe a utilizatorului în procesul de control al lansării, execuției și terminării task-urilor. După lansarea în execuție a unui task ca urmare a unui apel din alt task, acestea două lucrează în paralel ; în unele cazuri este necesar ca apelantul să-și sincronizeze execuția cu momentul lansării sau terminării apelatului. În acest scop au fost prevăzute trei tipuri de apeluri care împreună cu operația de așteptare WAIT realizează această sincronizare. Apelurile pot fi :

– sincronizate – caz în care cererea se consideră achitată în momentul terminării task-ului apelat ;

– nesincronizate – caz în care cererea se consideră achitată în momentul lansării în execuție a task-ului apelat ;

– indiferente – cererea se consideră achitată în momentul luării sale în considerare (înlănțuirea sa în șirul de așteptare). Se precizează că operația WAIT va avea ca efect punerea în stare de așteptare a task-ului care a solicitat-o, pînă în momentul achitării cererii la care se referă.

Apariția unor evenimente deosebite poate determina necesitatea lansării prioritare a unor task-uri. Pentru a răspunde acestei cerințe pot fi formulate cereri imediate care se înlănțuire în capul șirului de așteptare al task-ului solicitat.

Task-urile își pot transmite între ele parametri, scop în care au fost prevăzute următoarele modalități :

– transmiterea de parametri prin intermediul cererii de lansare în execuție a unui task (între apelant și apelat) ;

– utilizarea unei zone comune de date din memorie (task-ul de date) ;

– utilizarea unei zone comune de date pe disc.

Menționăm că politicile de gestionare sînt caracteristice tipului de resursă la care se referă, încercîndu-se în același timp o unificare a elementelor comune. Astfel, atît cererile formulate pentru lansarea operațiilor *I/E* cît și cererile pentru lansarea în execuție a task-urilor se tratează în mod uniform din punct de vedere formal.

De asemenea, funcțiile care materializează aceste politici sînt realizate cît mai concis, rezidente integral în memorie, fapt care conferă sistemului o rapiditate mare, timp de răspuns redus și o regie scăzută.

3. STRUCTURA SISTEMULUI DE OPERARE

În conformitate cu funcțiile pe care trebuie să le îndeplinească, cerințele care i se impun precum și politicile de gestionare a resurselor care au fost adoptate, pentru acest sistem de operare a fost proiectată o arhitectură de sistem ierarhic, structurat pe trei nivele : nivelul 1 – care asigură interfața cu suportul hardware tratînd întreruperile și derutele provenite din sistem, nivelul 2 – conținînd distribuitorul care realizează multitasking-ul, nivelul 3 – care cuprinde task-urile ce tratează funcții ale sistemului. Pe nivelul 4 se găsesc task-urile utilizator care realizează de fapt funcțiile de urmărire și conducere a procesului industrial.

Funcțiile care se tratează pe diferitele nivele ale sistemului de operare se pot apela unele pe altele doar în ordinea crescătoare a numărului de ordine

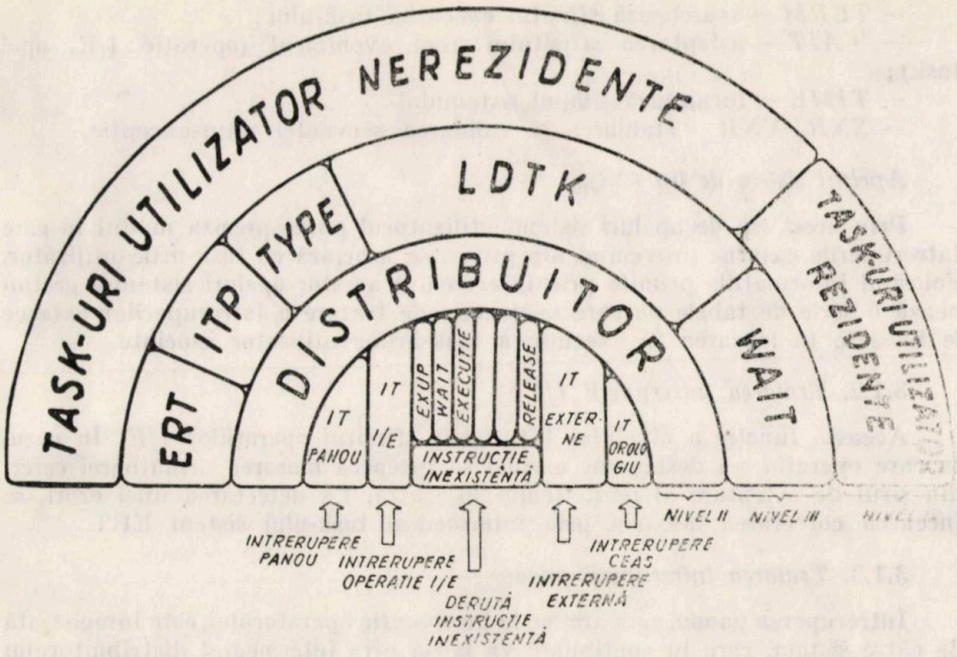


Fig. 1

al nivelului pe care se găsesc. Intrarea în sistem se face întotdeauna prin nivelul 1 care tratează atît apelurile utilizatorului la funcțiile sistem (instrucții de tip CSV) cît și întreruperile provocate de echipamentul hardware.

3.1. NIVELUL DE BAZĂ (NIVELUL 1)

3.1.1. *Tratarea derutelor*

Sistemul tratează două tipuri de derute și anume excepție program și instrucție inexistentă.

Derutele de tip excepție program sînt tratate fie de sistem, fie de către utilizator în cazul în care acesta a cerut lansarea unei secvențe proprii de retur excepție. În cazul tratării de către sistem, task-ul care a provocat deruta va fi forțat în starea terminat și va fi afișat un mesaj de eroare la consola operator.

Derutele instrucție inexistentă sînt tratate la fel cu cele de tip excepție program în afară de instrucțiile cu cod $(2E)_{16}$ și $(2F)_{16}$ care sînt rezervate apelurilor sistem.

Apeluri sistem de tip $(2E)_{16}$

Sistemul de operare realizat recunoaște următoarele apeluri sistem:

– *EXUP* – lansare operație intrare/ieșire
– *TYPE* – tipărirea unui mesaj la consola operator
– *RELEASE* – eliberarea imprimantei, afectată anterior task-ului curent;
– *ABORT* – comutarea pe discul sistem de rezervă.
– *EXECUTE* – cerere de lansare în execuție a unui alt task;

– *TERM* – marchează sfîrșitul execuției task-ului ;
– *WAIT* – așteptarea sfîrșitului unui eveniment (operație I/E, apel task) ;
– *TIME* – furnizează timpul sistemului
– *SXR*, *VXR* – stabilirea și validarea secvenței retur-excepție.

Apeluri sistem de tip $(2F)_{16}$

Prin acest tip de apeluri sistem, utilizatorul poate preciza modul în care întreruperile externe provenind din proces se asociază cu task-urile utilizator. Folosind informațiile primite prin intermediul acestor apeluri sistemul gestionează o serie de tabele pe care secvențele de tratare a întreruperilor externe le folosesc în lansarea în execuție a task-urilor utilizator asociate.

3.1.2. *Tratarea întreruperii I/E*

Această funcție a nivelului 1 tratează sfîrșitul operațiilor *I/E*. În cazul în care operația s-a desfășurat normal se încearcă lansarea următoarei cereri din șirul de așteptare al perifericului în cauză. La detectarea unei erori, se încearcă corectarea acesteia prin intermediul task-ului sistem ERT.

3.1.3. *Tratarea întreruperii panou*

Întreruperea panou, care are loc la intervenția operatorului, este înregistrată de către sistem, care în continuare va lansa prin intermediul distribuitorului task-ul sistem ITP.

3.1.4. *Tratarea întreruperilor externe*

Ca urmare a întreruperilor externe provenite de la cuplorul de proces, sistemul lansează în execuție task-urile utilizator precizate anterior prin intermediul unor apeluri sistem de tip $(2F)_{16}$.

3.1.5. *Tratarea întreruperilor de orologiu*

Secvența de tratare a întreruperii de orologiu (contor nul) realizează următoarele funcții :
– actualizarea timpului sistem
– pregătirea lansării în execuție a unor task-uri utilizator la intervale de timp prestabilite ;
– divizarea timpului unității centrale în cuante maximale (time-sliceing) ;
– orologiu de gardă pentru operațiile de *I/E* (la depășirea duratei planificate operația în cauză este oprită și se încearcă relansarea ei).

3.2. DISTRIBUITORUL (NIVEL 2)

Distribuitorul, ca element de bază al sistemului de operare, controlează execuția paralelă a task-urilor. El lucrează asupra unei liste în care task-urile sînt trecute în ordinea priorității lor. La apelarea lui, este selectat task-ul întrerupt cel mai prioritar pregătindu-se lansarea sa în execuție. În acest sens distribuitorul alocă zone de salvare ; pentru task-urile nerezidente alocă memorie și lansează în execuție task-ul încărcător (*LDTK*). La terminarea încărcării, task-ul este lansat în execuție. De asemenea, distribuitorul verifică realizarea evenimentelor așteptate, trecînd task-urile în cauză în starea întrerupt.

3.3. TASK-URI SISTEM (NIVELUL 3)

Pe acest nivel sînt grupate task-urile care realizează anumite funcții specifice ale sistemului.

– *TASK*-ul *ERT* – asigură tratarea erorilor prin categorisirea acestora în patru grupe : erori ce necesită intervenție operator, erori ireparabile, erori ce se rezolvă prin reluare automată și erori care necesită comutarea dispozitivelor periferice. Fiecare tip de eroare are un tratament specific.

– *TASK*-ul *ITP* tratează dialogul cu operatorul dînd posibilitatea următoarelor intervenții : blocare-deblocare task, lansare task, validare-invalidare periferic și comutare periferice.

– *TASK*-ul *TYPE* realizează transmiterea mesajelor la consola operator ;

– *TASK*-ul *LDTK* efectuează încărcarea task-urilor nerezidente și corecțiile de adresă necesare.

4. GENERAREA ȘI INIȚIALIZAREA SISTEMULUI

Ca organizare, sistemul de operare (nivelele 1 – 3), compilat ca un singur segment de program este generat pe disc într-o zonă prestabilită în formă de imagine memorie absolută. Task-urile utilizator compilate cu programe sau segmente program independente sînt trecute la generare într-o bibliotecă a sistemului împreună cu tabelele lor de relocare. La inițializarea sistemului, task-ul de inițializare (*LOAD*) citește de pe discul sistem setul de inițializare ales de către operator, pe baza căruia va încărca în memorie task-urile rezidente specificate în set. În funcție de adresele de încărcare stabilite dinamic, completează tabela de control a task-urilor și efectuează corecțiile de adresă necesare. După încărcare operatorului îi revine sarcina de a lansa task-ul utilizator inițial.

5. CONCLUZII

Sistemul de operare proiectat și implementat în forma mai sus prezentată, realizează funcțiile și cerințele în vederea cărora a fost conceput. El este în întregime rezident și ocupă un volum de memorie de 14 K octeți, satisfăcînd în același timp dezideratele impuse de viteză și dimensiuni. Poate gestiona un număr variabil de task-uri utilizator (maxim 120), zonele de lucru fiind dimensionate dinamic în conformitate cu numărul de task-uri luat în considerare, asigurînd astfel o utilizare rațională a memoriei.

BIBLIOGRAFIE

1. I. Georgescu „Sisteme de operare pentru calculatoare numerice" Ed. Tehnică 1974.
2. S. E. Madnik, J. J., Donovan, „Operating Systems" Mc Grow Hill Book Company.
3. I. T. C. „LAF – Manual de Utilizare" 1976.
4. I. T. C. „Sistem de operare DOS (TT) C-32) Manual de prezentare și utilizare" 1977.

OPERATING SYSTEM SPECIALIZED ON PROCESS APPLICATION, IMPLEMENTED ON THE FELIX C-32-P COMPUTER

ABSTRACT

The paper prezents the FSPS operating system, destinated to industrial applications in chemistry, constructions, mechanics.

The designers were concerned with answers in real-time, small size, automatic errors handling, peripheral redirectation.

In according with this requests, it was designed a hierarchical task oriented system, structured on four levels. The system is completely rezident.

Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timișoara
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 1 — 1979

CONSIDERAȚII ASUPRA UTILIZĂRII REȚELELOR DE EVALUARE ÎN MODELAREA SISTEMELOR DISCRETE

DE
I. JURCA

1. INTRODUCERE

Studiul oricărui sistem pe baza unui model implică și folosirea unei metode de reprezentare grafică a modelului. Aceasta trebuie să fie suficient de detaliată pentru a permite studiul cantitativ al modelului.

În domeniul sistemelor de calcul, modelele pentru analiza performanțelor se pot clasifica în două grupe : modele analitice și modele de simulare. La nivelul de detaliu la care se construiesc astfel de modele, sistemele de calcul pot fi considerate drept sisteme stohastice, în care se desfășoară activități în paralel și apar fenomene de așteptare.

Modelele analitice se pot construi ca rețele de șiruri de așteptare cu stații de servire [1]. Un exemplu apare în fig. 1, care corespunde unui sistem de calcul cu grad constant de multiprogramare și memorie virtuală. Suportul memoriei virtuale este echipamentul notat *MV*. Operațiile de *I/E* sînt executate de echipamentul *SF*. Pornind de la imaginea grafică a modelului și de la parametrii specificați pe ea, se pot scrie ușor ecuațiile care caracterizează comportarea modelului în regim staționar.

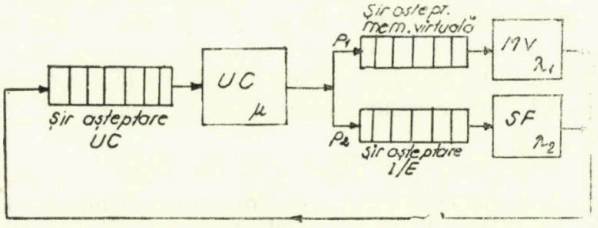


Fig. 1. Model cu rețea de șiruri de așteptare și stații de servide.

În principiu, un model de simulare se poate construi pe aceeași bază. Dar scrierea programului de simulare este în acest caz, dificilă, datorită insuficientelor detalii furnizate de model. Se apelează de obicei la simulare pentru un studiu de amănunt al sistemului și de aceea este de dorit să se utilizeze și o metodă de reprezentare grafică la nivelul de detaliu necesar. Una din posibilități este oferită de organigrama pentru simularea în GPSS [4], dar întocmirea ei este relativ greoaie și organigrama nu permite o evidențiere a corespondenței între componentele sistemului și blocurile folosite pentru reprezentare.

O metodă mai avantajoasă, rețelele de evaluare, a fost imaginată de Noe și Nutt [5, 6] și va fi expusă pe scurt în secțiunea următoare.

Contribuția principală a lucrării de față constă în încercarea de a demonstra că trecerea de la un model construit ca rețea de evaluare la un program de simulare a modelului poate fi algoritmizată. În felul acesta efortul de scriere a programului este substanțial redus și se poate pune chiar problema realizării automate, de către calculator, a programului, plecînd de la descrierea formală a rețelei de evaluare.

2. REȚELE DE EVALUARE

Dezvoltate din rețelele Petri folosite în studiul automatelor, rețelele de evaluare servesc la reprezentarea activităților concurente dintr-un sistem. Într-o astfel de rețea se întîlnesc mai multe tipuri de entități. *Locațiile* folosesc la precizarea stării sistemului, identificîndu-se cu anumite condiții care pot fi îndeplinite sau nu în sistem. Locațiile se reprezintă prin cercuri care pot conține *marcaje*, redate prin puncte. Într-o locație se poate găsi cel mult un marcaj, a cărui prezență semnifică îndeplinirea condiției reprezentate de locație. Activitățile sistemului se redau prin *tranziții*, reprezentate prin segmente de dreaptă. Locațiile se conectează la tranziții prin arce orientate. O locație poate fi locație de intrare pentru cel mult o tranziție și locație de ieșire pentru o altă tranziție. Cînd locațiile conectate la o tranziție conțin o anumită configurație de marcaje, tranziția devine activă, producînd după un anumit interval de timp (timpul de tranziție) trecerea marcajelor din locațiile de intrare în cele de ieșire. Numărul de marcaje dintr-o rețea nu se conservă. Este permis ca marcajele să poarte informație sub formă de *atribute*. Anumite locații se interpretează ca *locații de rezoluție* și se reprezintă ca hexagoane. Se asociază

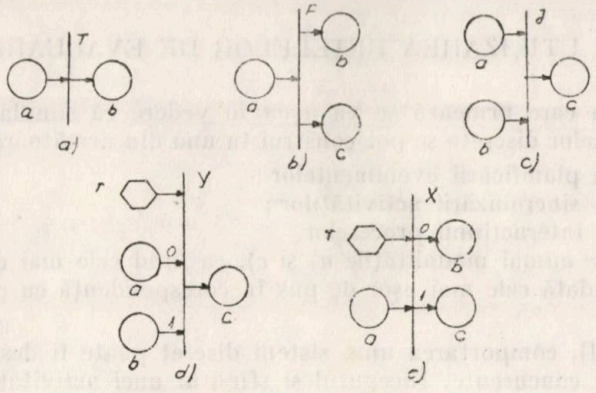


Fig. 2. Tranziții elementare.

cu locațiile de rezoluție o *procedură de rezoluție*, iar tranzițiile au asociată cîte o *procedură de tranziție*, care poate modifica atributele marcajelor în timpul transferării.

S-a ajuns la concluzia că pentru reprezentarea activităților care au loc într-o clasă largă de sisteme sînt suficiente cinci tipuri de *tranziții elementare*, redate în fig. 2. Descrierea acțiunii fiecărei tranziții primitive poate fi gă-

sită în [6]. Pentru discuția din lucrarea de față este suficient să se rețină următoarele :

— pentru ca o tranziție să devină activă, este necesar ca locațiile ei de intrare să fie ocupate de marcaje, iar locațiile de ieșire să fie libere ;

— după terminarea activității tranziției, marcajele dispar din locațiile de intrare și apar la locațiile de ieșire. Pe timpul cît durează tranziția, configurația de marcaje din locațiile asociate rămîne neschimbată ;

— se introduce și o notație formală pentru fiecare tranziție. Astfel, pentru tranziția din fig. 2.c, se poate scrie :

$$J : (J\ (a,\ b,\ c),\ t,\ T \rightarrow (M\ (c\ (3)) : = M\ (a\ (3)))$$

cu semnificația : tranziția este de tip J, cu locațiile a, b, c ; durează t unități de timp ; la terminarea tranziției, marcajul care apare în locația c este copia marcajului din a ; aceste marcaje au cîte 3 atribute.

Datorită simplității acțiunilor exprimate de tranzițiile elementare, modelele unor sisteme pot deveni prea complexe. Din acest motiv este util să se introducă *macroreţele*. O macroreţea este descrisă mai întîi cu ajutorul tranzițiilor elementare, dar este apoi folosită ca entitate și reprezentată printr-un

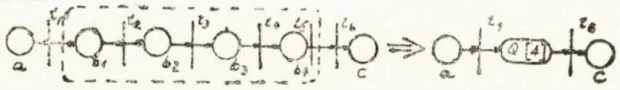


Fig. 3. Macroreţea pentru și de așteptare *FIFO*.

simbol unic în construcția unui model. În fig. 3 este redată macroreţeaua pentru un șir de așteptare cu disciplina FIFO.

Introducerea macroreţelelor face posibilă dezvoltarea unor modele ierarhice, ceea ce poate fi util în multe aplicații.

3. UTILIZAREA REȚELELOR DE EVALUARE

În discuția care urmează se va avea în vedere că simulatoarele pentru modelele sistemelor discrete se pot construi în una din următoarele modalități :

a) pe baza planificării evenimentelor ;
b) pe baza sincronizării activităților ;
c) pe baza interacțiunii proceselor.

Vor fi analizate numai modalitățile *a*) și *c*), ca fiind cele mai des utilizate în practică și totodată cele mai ușor de pus în corespondență cu rețelele de evaluare.

Conform [4], comportarea unui sistem discret poate fi descrisă printr-un set de *activități* concurente. Începutul și sfîrșitul unei activități sînt marcate prin *evenimente*. Un grup de activități care se referă la aceeași entitate (fizică sau logică) a sistemului, constituie un *proces*.

Trebuie subliniat că nu toate sistemele discrete se modelează la fel de avantajos cu ajutorul rețelelor de evaluare. Această metodă este în general avantajoasă pentru simularea sistemelor de operare ale calculatoarelor sau pentru simularea diferitelor procese economice. Datorită însă modului cum s-au definit tranzițiile elementare, simularea circuitelor logice, deși posibilă, este nepractică. Dificultățile provin din modul de tratare a marcajelor. Modele ale funcțiilor logice simple pot fi găsite în [6].

Noțiunea de eveniment stă la baza tuturor modalităților de construire a simulatoarelor pentru sisteme discrete. Diferențele apar în nivelul de detaliu la care este implicat utilizatorul unui limbaj de simulare sau a unui pachet de programe de simulare.

Simulatoarele bazate pe planificarea evenimentelor cer ca utilizatorul să prevadă cîte o rutină pentru fiecare tip de eveniment din sistemul modelat.

Ținînd cont de definiția tranzițiilor elementare, se poate considera fiecare tranziție ca o activitate, la care sînt atașate două evenimente : începutul tranziției și sfîrșitul tranziției. Evenimentul „început de tranziție" verifică dacă sînt îndeplinite condițiile pentru aprinderea tranziției, adică dacă locațiile asociate tranziției au configurația de marcaje corespunzătoare. În caz afirmativ, rutina planifică apariția unui eveniment, „sfîrșit de tranziție" după timpul t, cît durează tranziția. În caz contrar, rutina de eveniment se termină fără nici o urmare.

În rutinele evenimentelor „sfîrșit de tranziție" se efectuează modificările necesare asupra atributelor marcajelor implicate și se culeg date statistice. Apoi se transferă marcajele conform definiției tipului respectiv de tranziție. În final rutinele conțin planificarea unor evenimente „început de tranziție" pentru toate tranzițiile cu care locațiile de intrare și de ieșire ale tranziției în cauză sînt conectate.

Organigramele generale ale celor două clase de evenimente sînt prezentate în fig. 4.

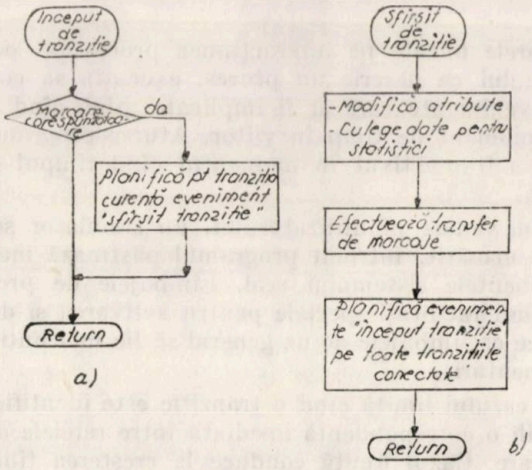


Fig. 4. Organigrame generale pentru rutinele de eveniment.

Fiecare rețea de evaluare are precizată și starea inițială, prin așa numita marcare inițială. În simulator starea inițială se va introduce prin programul principal, care mai cuprinde și activarea simulării prin introducerea în lista de evenimente a unor evenimente inițiale. Programul principal conține de asemenea un test pentru oprirea simulării și tipărirea rezultatelor.

Din cele expuse mai sus este evident principalul avantaj al rețelelor de evaluare. Odată întocmit modelul cu rețea de evaluare, scrierea programului de simulare se face simplu, prevăzînd cîte două rutine pentru fiecare tran-

ziție, conform organigramelor din fig. 4. Este evident posibilă și traducerea automată a descrierii formale a rețelei într-un limbaj de simulare oarecare. Pentru aceasta ar fi necesar un program care transformă descrierea formală a rețelei în declarații și instrucții ale limbajului de simulare ales.

Ca principal dezavantaj al metodei de lucru expuse mai sus trebuie considerat faptul că programul de simulare rezultant este lung. De asemenea, vor fi planificate multe evenimente „început de tranziție" care nu duc la planificarea evenimentelor „sfîrșit de tranziție" corespunzătoare, întrucît nu sînt îndeplinite toate condițiile pentru activarea tranziției. Aceasta duce la creșterea timpului de execuție a programului. Trebuie remarcat în plus că nu există posibilitatea de a „șterge" anumite evenimente după ce ele au fost planificate.

Limbajul FORTRAN, foarte larg răspîndit, poate fi folosit cu succes pentru implementarea unui simulator bazat pe metoda expusă. Metoda se poate folosi și cu limbajele de simulare speciale, orientate pe planificarea evenimentelor (de exemplu SIMSCRIPT).

A fost realizat un pachet de subprograme FORTRAN pentru operații asupra listei de evenimente și asupra șirurilor de așteptare. Aceste operații apar frecvent în toate modelele de simulare și nu pot fi realizate prin operații standard în FORTRAN. Pachetul de subprograme este folosit în activitatea cu studenții, reducînd substanțial timpul necesar pentru scrierea programelor în cadrul lucrărilor de laborator.

3.2. SIMULATOARE BAZATE PE INTERACȚIUNEA PROCESELOR

În simulatoarele bazate pe interacțiunea proceselor, odată ce se începe execuția programului ce descrie un proces, execuția sa continuă, indiferent de numărul de evenimente care ar fi implicate, pînă cînd în program apare o referire la un moment de timp în viitor. Atunci programul este întrerupt, procesul urmînd a fi reactivat în momentul cînd timpul simulat ajunge la valoarea necesară.

Din punctul de vedere al utilizatorului, un simulator scris în acest mod este mai ușor de urmărit, întrucît programul păstrează mai direct corespondența cu componentele sistemului real. Limbajele de programare utilizate trebuie să aibă însă facilități speciale pentru activarea și dezactivarea proceselor. Aceasta face ca limbajele de uz general să fie mai puțin potrivite pentru asemenea implementări.

Cu excepția cazului limită cînd o tranziție este identificată cu un proces, nu se poate stabili o corespondență imediată între rețelele de evaluare și programul de simulare. Cazul limită conduce la creșterea timpului de execuție a programului, fiindcă în general o entitate a sistemului este descrisă prin mai multe tranziții, iar regia de sistem asociată cu un proces este destul de importantă. Un limbaj care permite un asemenea mod de lucru este SIMULA [3].

Fiecare model realizat cu rețele de evaluare poate fi însă analizat pentru a pune în evidență tranzițiile care pot fi grupate pentru a forma un proces. Un prim pas în gruparea tranzițiilor elementare îl constituie definirea unor macrorețele. Deosebit de avantajos în realizarea unor simulatoare bazate pe acest procedeu se dovedește a fi limbajul Concurent Pascal [2]. Acest lucru este ilustrat prin exemplul din fig. 5, care reprezintă modelul cu rețele de evaluare a cunoscutei probleme a două procese producător/consumator.

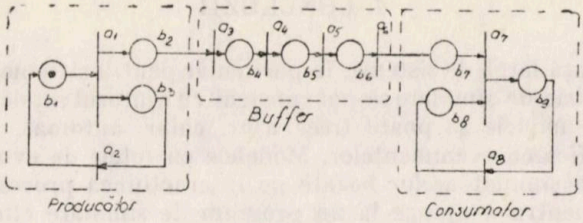


Fig. 5. Modelul cu rețele E pentru un sistem producător consumator.

Procesele producător și consumator sînt reprezentate prin macrorețelele de tip generator și respectiv absorber, iar bufferul apare ca un șir de așteptare FIFO. Cele două procese vor fi realizate prin structuri de tip proces în Concurrent Pascal, iar bufferul se implementează ca un monitor.

O formă simplificată a acestor structuri este redată mai jos :

```
type producer = process (output : buffer) ;
                var block : page ;
                cycle
                    hold (produce time) ;
                    output. send (block)
                end ;

consumer = process (input : buffer) ;
           var block : page ;
           cycle
               input. receive (block) ;
               hold (consume time)
           end ;

buffer = monitor (base, limit : integer) ;
         var sender, receiver : queue ;
         head, tail, length : integer ;
         procedure entry send (block : page) ;
             begin if length = limit then delay (sender) ;
                 writep (base + tail, block) ;
                 length : = length + 1 ;
             end continue (sender)
         procedure entry receive (var block : page) ;
             begin if length = 0 then delay (receiver) ;
                 readp (base + head, block) ;
                 head : = (head + 1) mod limit ;
                 length : = length − 1 ;
                 Continue (sender)
             end ;
             begin head : = 0 ; tail : =0 ; length : = 0 end ;
```

Pentru un sistem de simulare este necesar ca pe lîngă procedurile standard „delay" și „continue" să se prevadă încă o procedură esențială, „hold", care are scopul de a bloca un proces pentru un timp determinat.

4. CONCLUZII

Pentru o clasă largă de sisteme, în particular pentru sistemele de prelucrare a datelor, modelele de simulare se pot construi cu ajutorul rețelelor de evaluare. De la astfel de modele se poate trece ușor, chiar automat, la simulatoare bazate pe planificarea evenimentelor. Modelele cu rețele de evaluare sînt utile și la construcția simulatoarelor bazate pe interacțiunea proceselor, unde este însă necesară, pentru a ajunge la un program de simulare eficient, o analiză atentă a posibilităților de grupare a tranzițiilor. Deosebit de avantajos pentru ultimul tip de simulatoare se dovedește a fi, prin structurile speciale de date pe care le oferă, limbajul Concurrent Pascal.

BIBLIOGRAFIE

1. J. P. Buzen: „Queuing Network Models of Multiprogramming" Teză de doctorat, Harvard University, 1971.
2. P. Brinch Hansen: „The Programming Language Concurrent Pascal" IEEE Tr. on S.E., Iulie 1975, pag. 199—207.
3. O. J. Dahl, ș.a.: *SIMULA Information. Common Language*, Norwegian Computing Center, Oslo, 1970.
4. G. Gordon: *System Simulation*, ediția II, Prentice Hall, 1978.
5. J. D. Noe, G. J. Nutt: „Macro E-nets for Representation of Parallel Systems", IEEE Tr. on Comp., august 1973, pag. 718—727.
6. G. J. Nutt: „The Formulation and Application of Evaluation Nets", Teză de doctorat, Univ. of Washington, Seatle, 1972.

ON THE USE OF E-NETS IN DISCRETE SYSTEM MODELING

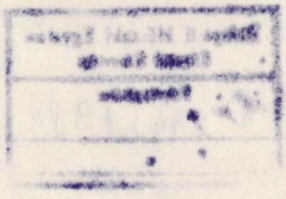
SUMMARY

E-nets offer suitable means of constructing simulation models for a large class of systems, particularly in studies of computer system performance. In simulators based on event scheduling, two events are associated with each transition. Routines for these events are easily written according to a general procedure. An automatic translation of the formal description of an E-net model into a simulation program is feasible. Transitions in an E-net model should be grouped in order to obtain efficient simulation programs in simulators based on process interaction. The programming language Concurrent Pascal is virtually suitable for implementing such simulators, due to the concepts of process, monitor and class.

Tiparul executat la Într. Poligrafică „Banat“ Timişoara, sub comanda nr. 1766.

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA"
TIMIȘOARA

Electrotehnică



Tom 24 (38) Fascicola 2

IULIE–DECEMBRIE
1979

COLEGIUL DE REDACȚIE

Acad. prof. dr. doc. ing. IOAN ANTON, Prof. dr. ing. GHEORGHE CREȚU, Prof. em. dr. doc. ing. GHEORGHE SILAȘ—redactor șef, Prof. em. ing. CONSTANTIN AVRAM, m.c. al Acad. R.S.R., Prof. dr. ing. DUMITRU BECHERESCU, Prof. dr. ing. VASILE COCHECI, Prof. dr. BORISLAV CRSTICI, Prof. dr. ing. COLETA DE SABATA, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Conf. dr. ing. TRAIAN NICOARĂ, Prof. dr. ing. FRANCISC KOVACS, Acad. prof. dr. ing. DAN MATEESCU, Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Conf. dr. ing. IOAN NIȚA. Prof. em. dr. ing. GHEORGHE SAVII, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA, Prof. dr. ing LIVIU BRÎNDEU—secretar de colegiu

COMITETUL DE REDACȚIE

III. *Electrotehnica*

Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Prof. dr. ing. IOAN NOVAC, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA—redactor responsabil, Prof. dr. ing. ANTON POLICEG—redactor responsabil adj. Prof. de. ing. OVIDIU CRIȘAN, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Prof. dr. ing. VIOREL NEGRU, Prof. dr. ing. ALEXANDRU ROGOJAN, Prof. dr. ing. VLAD VAZDAUȚEANU—secretar de redacție

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA" TIMIȘOARA

ELECTROTEHNICA

Tomul 24 (38) Fascicola 2 Iulie-Decembrie, 1979

SUMAR

Electrotehnică teoretică

U. GRÜN, D. DABA, E. BERINDE : Teoremele refracției liniilor de cîmp în medii semiconductoare cu cîmp imprimat. 7
S. DOBRE : Ecuațiile generatorului Hall și schemele echivalente în cadrul teoriei cuadripolului general. 13
G. GHERMAN, M. NEMEȘ : Sinteza unui circuit magnetic liniar fără între fier. 19
D. RADU : Calculul cîmpului magnetic al unei bobine de formă oarecare. 23
I. FETITA : Permanența crestăturii semicirculare. 32
S. IONEL : Utilizarea metodei corelației la calculul regimului tranzitoriu în sisteme liniare supuse unor excitații deterministe. 38

Măsurări electrice

E. POP, E. PETRIU, I. NAFORNIȚA, D. PETRIU : Asupra implementării microprocesoarelor în aparatura de măsurare. 46
E. POP, E. PETRIU : Asupra unor criterii de clasificare a dispozitivelor de măsurat corelative. 51
V. TIPONUȚ : Comparator cu zonă de indecizie redusă. 57
V. STOICA : Fazmetru numeric cu microcalculator. 64
V. STOICA : Măsurarea numerică a distanței pînă la locul scurtcircuitului în linii de înaltă tensiune. 69
V. TIPONUȚ : Detector de vîrf pentru un voltmetru numeric. 75

Aparate și mașini electrice

R. HANITSCH, T. DRAGOMIR : Încălzirea sîrmei de reacție la acționări asincrone liniare luînd în considerație frînarea electrică. 81
A. BUTA : Expresie pentru aproximarea curbei de magnetizare utilizată la calculul regimurilor de funcționare a generatorului sincron. 96
N. FÂNTÂNA : Metoda grafoanalitică de reproiectare a electromagneților. 106
M. BIRIESCU, GH. LIUBA, I. GRANDO : Analiza cîmpului magnetic util la generatoarele de mare putere cu ajutorul filtrelor de spațiu. 109
A. MARTON : Evaluarea coeficientului de eroziune la acțiunea descărcărilor parțiale la materialul electroizolant P.701. 113
D. IRHAȘIU : Optimizarea mașinii sincrone cu poli aparenți în regim de generator. 117
GH. ATANASIU : Considerații privind determinarea parametrilor specifici în proiectarea mașinilor electrice sincrone cu reluctanță variabilă. 123

Electroenergetică

O. CRIȘAN, B. LUȘTREA, ST. KILYENI, M. MOGA, F. ȘURIANU : Considerații privind reprezentarea consumatorului complex în regimurile dinamice ale sistemelor electroenergetice. 132

O. CRIȘAN, B. LUȘTREA, ȘT. KILYENI, M. MOGA, F. ȘURIANU: Considerații privind determinarea caracteristicilor statice ale consumatorilor complecși din cadrul sistemelor electroenergetice. 138

ȘT. KILYENI, B. LUȘTREA, O. CRIȘAN, M. MOGA, F. ȘURIANU: Analiza pe calculator a comportării naturale a sistemelor electroenergetice complexe la diverse perturbații, cu aplicație la sistemul energetic național. 151

Electronică și Telecomunicații

V. STOICA, E. PETRIU, I. NAFORNIȚA: Generator programabil de timpi pseudoaleatori. 159

GH. GHERMAN, I. PFEIFFER: Asupra proiectării unor filtre active trece bandă. 168

M. E. TĂNASE: Dispozitivul de comandă, reglare și control al mașinii electrice de mică și medie putere cu comutație statică. Blocul formator de impulsuri și de control al unghiului γ. 172

M. E. TĂNASE, GH. RACUȘAN: Traductor durată-tensiune pentru reglarea cuplului și stabilizarea turației la mașina electrică. 178

E. PETRIU: Algoritm pentru determinarea funcției de corelare. 183

Automatizări

T. L. DRAGOMIR: Sinteza unor observatori de stare particulari. 189

I. BABUȚIA, N. BUDIȘAN, M. PETRUESCU: Asupra unor traductoare de frecvență a tensiunii indusului mașinilor asincrone. 206

BULETIN SCIENTIFIQUE ET TEHNIQUE
DE
L'INSTITUT POLYTEHNIQUE „TRAIAN VUIA" TIMIŞOARA

ELECTROTEHNIQUE

Tome 24 (38) Fascicule 2 Juillet-Décembre, 1979

SOMMAIRE

Electrotehnique Théorique

U. GRÜN, D. DABA, E. BERINDE : Dar Brechungsgesetz des elektrischen Feldes an ebenen Haldbleitertrennflächen in Anwesenheit eingeprägter Felder, mit Beispielen. 7
S. DOBRE : Equations of the generator and the equivalent diagrams as part the general quadripole theory. 13
GH. GHERMAN, M. NEMES : Synthese eines Luftspaltlossen linearen magnetischen kreises. 19
D. RADU : Magnetic field calculation of arbitrary shape coil 23
I. FETITA : L'inductivité de l'encoche semicirculaire. 32
S. IONEL : Die Verwendung der Korrelationsmethode beim Berechnen des Schaltvorganges in linearen Systemen die deterministischer Erregnungen ausgesetzt sind. 38

Mesures électriques

E. POP, E. PETRIU, I. NAFORNIŢA, D. PETRIU : In the microprocessors implementations in measuring instrumentation. 46
E. POP, E. PETRIU : On some classification criteria of corelation measuring devices. 51
V. TIPONUŢ : Komparator mit kleiner unbestimmtheitsgrenze. 57
V. STOICA : Cisslenii izmeritel fazî s microvicislitelnoi maşinoi. 64
V. STOICA : Cisslenoe izmerenie rostoiania corotcovo zamîcania v linii vîsocovo napreajenia. 69
V. TIPONUŢ : Spitzendetektor für numerische voltmeter. 75

Apareilles et Maschines électriques

R. HANITSCH, T. DRAGOMIR : Die Erwärmung der Reaktionsschiene bei linearen asynchronen Antrieben unter Berücksichtigung des elektrischen Bremsens. 81
A. BUTA : Expression for Approximation of the magnetization curve, employed for the calculation of processes for the Synchronous Machine. 96
N. FÂNTÂNA : Grapho-analiyische Methode für die Reprojektierung von Elektromagneten. 106
M. BIRIESCU, GH. LIUBA, I. GRANDO : L'analyse du champ magnetique util aux générateurs de grande puissance, á l'aide des filtres d'espace. 109
A. MARTON : Evaluation du coeficient d'erosion sous l'action des decharges partielles au material electroisolant p. 701. 113
D. IRHAŞIU : Optimisierung der Syncronmaschine mit ausgepragten polen in generatorregime. 117
GH. ATANASIU : Considerations about the Specifics Parameters in the Designing of the Reluctance Synchronous Motors. 123

Electroenergetique

O. CRIŞAN, B. LUŞTREA, ŞT. KILYENI, M. MOGA, F. ŞURIANU: Considerations concerning complex load representation in dynamic conditions of electric power systems. 132

O. CRIȘAN, B. LUȘTREA, ST. KILYENI, M. MOGA, F. ȘURIANU: Considerations concerning determination of complex loads static characteristics in electric power systems. 138

ȘT. KILYENI, B. ZUȘTREA, O. CRIȘAN, M. MOGA, F. ȘURIANU: Digital computer analysis of multimachine power system natural transient stability, with application to the national power system. 151

Electronique, Telecommunications

V. STOICA, E. PETRIU, I. NAFORNIȚA: Pseudorandom time intervals programmable generator. 159

GH. GHERMAN, I. PFEIFFER: Uber die projektierung einiger aktiver bandfilter. 168

M. E. TĂNASE: Steuer, Regel und Kontrollevorrichtung der elektrischen Maschine mit kleiner und mittlerer Leistung mit statischer Kommutierung. Der Impuls bildende Block und die Kontrolle des Winkels 172

M. E. TĂNASE, GH. RACAȘAN: Zeit Spanungsumsetzer 178

E. PETRIU: An algorithm for computing corelations. 183

Automatique

T. L. DRAGOMIR: Die synthese einiger besonderen zustandsbeobachter. 189

I. BABUȚIA, B. BUDIȘAN, M. PETRUESCU: on some frequency transducers for the rotor voltage of asynchronous machines. 206

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

TEOREMELE REFRACŢIEI LINIILOR DE CÎMP ÎN MEDII SEMICONDUCTOARE CU CÎMP IMPRIMAT

DE

U. GRÜN, D. DABA, E. BERINDE

1. **Introducere.** În electrotehnica semiconductorilor apar frecvent suprafeţe de separaţie între medii cu proprietăţi fizice diferite (conductivitate, constantă Hall etc) şi posedînd cîmpuri imprimate de interfaţă.

Presupunînd în general domeniile ca fiind plane, soluţia problemei de cîmp bidimensional cere în astfel de cazuri să se cunoască în orice punct divergenţa şi rotorul cîmpului, iar în punctele suprafeţelor de discontinuitate şi de limită componenta normală a cîmpului. Ultima condiţie poate fi substituită prin teorema refracţiei liniilor de cîmp.

În lucrare se deduc teoremele refracţiei liniilor de cîmp în cazul general al mediilor cu cîmpuri imprimate de interfaţă oarecari şi în particular, cu cîmpuri imprimate de natură magnetică (cîmp Hall). Drept aplicaţie se demonstrează identitatea tensiunii Hall a curenţilor turbionari induşi într-un disc circular din material semiconductor între contactul central şi cel periferic şi tensiunea Hall în aceleaşi condiţii la un disc Corbino avînd geometria mediului semiconductor identică.

Consideraţiile sînt dezvoltate în ipoteza unui regim electromagnetic cvasistaţionar (ce permite neglijarea cîmpului magnetic al curenţilor turbionari) şi a unor medii semiconductoare liniare, omogene şi izotrope.

2. **Teorema refracţiei în medii cu cîmpuri imprimate.** În fig. 1 se reprezintă o suprafaţă S_{12} de separaţie între mediile de conductivităţi diferite $\sigma_1 \neq \sigma_2$, plasate într-un cîmp magnetic variabil $\bar{B}(t)$.

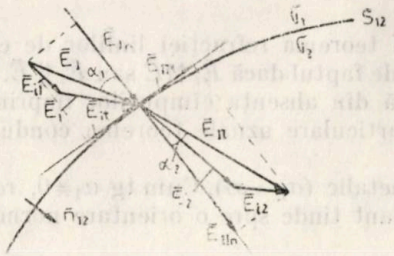


Fig. 1. Suprafaţă de separaţie între două medii semiconductoare cu cîmpuri imprimate.

Notînd cu $\bar{E}_1$, $\bar{E}_2$ cîmpurile electrice, cu $\bar{E}_{i1}$, $\bar{E}_{i2}$ cîmpurile imprimate de interfață și cu $\bar{E}_I$, $\bar{E}_{II}$ cîmpurile rezultante din cele două medii, se pot scrie relațiile :

$$\text{rot } \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \tag{1}$$

$$\text{div } \bar{E}_I \neq 0 \tag{2}$$

$$\text{div } \bar{E}_{II} \neq 0 \tag{3}$$

$$\text{div } \bar{J} = 0 \tag{4}$$

În punctele suprafeței de separație S_{12} avem :

$$\text{rot}_s \bar{E} = \bar{n}_{12} \times (-\bar{E}_1 + \bar{E}_2) = 0 \qquad \text{sau} \qquad E_{1t} = E_{2t} \tag{5}$$

$$\text{div}_s \bar{F} = \bar{n}_{12} \cdot (-\bar{E}_I + \bar{E}_{II}) \neq 0 \qquad \text{sau} \qquad E_{In} \neq E_{IIn} \tag{6}$$

$$\text{div}_s \bar{J} = \bar{n}_{12} \cdot (-\bar{J}_1 + \bar{J}_2) = 0 \qquad \text{sau} \qquad J_{1n} = J_{2n} \tag{7}$$

Notînd cu α_1 unghiul de incidență, cu α_2 pe cel de refracție al cîmpului rezultant și ținînd seama că $\bar{J}_1 = \sigma_1 \bar{E}_I$, $\bar{J}_2 = \sigma_2 \bar{E}_{II}$, obținem :

$$\text{tg}\alpha_1 = \frac{E_{It}}{E_{In}} = \frac{J_{1t}}{J_{1n}}, \quad \text{tg}\alpha_2 = \frac{E_{IIt}}{E_{IIn}} = \frac{J_{2t}}{J_{2n}}$$

sau, cu (7) :

$$\frac{\text{tg } \alpha_1}{\text{tg } \alpha_2} = \frac{J_{1t}}{J_{2t}} = \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \frac{E_{It}}{E_{IIt}} \tag{8}$$

Scriind legea conducției în cele două medii în forma :

$$\bar{J}_1 = \sigma_1 \bar{E}_I = \sigma_1 (\bar{E}_1 \pm \bar{E}_{i1}) \tag{9}$$

$$\bar{J}_2 = \sigma_2 \bar{E}_{II} = \sigma_2 (\bar{E}_2 \pm \bar{E}_{i2})^* \tag{10}$$

și folosind (5), (8) devine :

$$\frac{\text{tg } \alpha_1}{\text{tg } \alpha_2} = \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \pm \frac{\sigma_1}{J_{2t}} (E_{i1t} - E_{i2t}) \tag{11}$$

Relația (11) reprezintă teorema refracției liniilor de cîmp rezultant. Unghiurile de refracție depind de faptul dacă $\bar{E}_i \uparrow\uparrow \bar{E}$ sau $\bar{E}_i \nparallel \bar{E}$. Cînd $E_{i1t} = E_{i2t}$ teorema obține forma cunoscută din absența cîmpurilor imprimate.

Pentru cazurile particulare uzuale teorema conduce la rezultatele cunoscute :

a) Fie mediul 1 metalic ($\sigma_1 \to \infty$). Cum $\text{tg } \alpha_1 \neq 0$, rezultă $\text{tg}\alpha_2 \to 0$. Deci în mediul 2 cîmpul rezultant tinde spre o orientare normală în vecinătatea imediată a suprafeței S_{12}.

---

* Cîmpurile imprimate de interfață sînt în general independente de modul de conectare a sursei și deci ele se pot aduna sau scădea din $\bar{E}_1$, $\bar{E}_2$.

b) Dacă mediul 2 este un dielectric perfect ($\sigma_2 \to 0$), rezultă $\bar{J}_2 = 0$. Cum $\operatorname{tg}\alpha_2 \neq 0$, rezultă $\operatorname{tg}\alpha_1 \to \infty$; $\alpha_1 \to \pi/2$. Deci S_{12} este suprafață de cîmp pentru densitatea de curent $\bar{J}_1$.

Teorema refracției liniilor de cîmp prezintă particularități deosebite în cazul cîmpurilor imprimate de natură magnetică (cîmpuri Hall). În aceste cazuri, frecvent întîlnite la soluționarea problemelor de cîmp în medii semiconductoare cu efecte galvanomagnetice, teorema refracției conține și unghiul Hall.

3. **Teorema refracției în cazul mediilor semiconductoare cu efect Hall normal.** Legea conducției se scrie acum în forma :

$$\bar{J}_1 = \sigma_1 (\bar{E}_1 + R_{H1} [\bar{J}_1 \times \bar{B}] \tag{12}$$

$$\bar{J}_2 = \sigma_2 (\bar{E}_2 + R_{H2} [\bar{J}_2 \times \bar{B}) \tag{13}$$

unde $R_H = 1/nq$ este constanta Hall, n fiind concentrația electronilor, iar q sarcina unui electron, și $R_{H1} \neq R_{H2}$.

Termenul cîmpului Hall $R_H [\bar{J} \times \bar{B}]$ poate fi interpretat ca un cîmp imprimat de natură magnetică, depinzînd de $\bar{J}$ (deci de modul de conectare a sursei), de $\bar{B}$ și de o constantă de material R_H.

Cum rezultă din fig. 2, vectorii $\bar{E}$, $\bar{J}$ formează între ei unghiul Hall, exprimat în cele două medii prin :

$$\operatorname{tg}\theta_1 = -\sigma_1 R_{H1} B \tag{14}$$

$$\operatorname{tg}\theta_2 = -\sigma_2 R_{H2} B \tag{15}$$

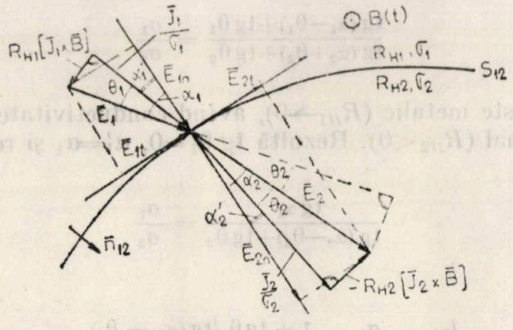


Fig. 2. Suprafață de separație între medii semiconductoare cu efect Hall.

Notînd

$$\alpha_1' = \alpha_1 - \theta_1, \qquad \alpha_2' = \alpha_2 - \theta_2 \tag{16}$$

rezultă

$$\operatorname{tg}\alpha_1' = \frac{J_{1t}}{J_{1n}}, \qquad \operatorname{tg}\alpha_2' = \frac{J_{2t}}{J_{2n}} \tag{17}$$

sau, cu (7) :

$$\frac{\operatorname{tg}\alpha_1'}{\operatorname{tg}\alpha_2'} = \frac{J_{1t}}{J_{2t}} \tag{18}$$

Proiectînd relațiile (12) și (13) pe direcția tangentă, se obține :

$$J_{1t}=\sigma_1 (E_{1t}+R_{H1}J_1 B \cos\alpha_1') \tag{19}$$

$$J_{2t}=\sigma_2 (E_{2t}+R_{H2}J_2 B \cos\alpha_2') \tag{20}$$

Cum $E_{1t}=E_{2t}$, (18) devine :

$$\frac{\operatorname{tg}\alpha_1'}{\operatorname{tg}\alpha_2'}=\frac{\sigma_1}{\sigma_2}\frac{1+\operatorname{tg}\theta_2/\operatorname{tg}\alpha_2'}{1+\operatorname{tg}\theta_1/\operatorname{tg}\alpha_1'} \tag{21}$$

sau

$$\frac{\operatorname{tg}\alpha_1'+\operatorname{tg}\theta_1}{\operatorname{tg}\alpha_2'+\operatorname{tg}\theta_2}=\frac{\sigma_1}{\sigma_2}. \tag{22}$$

Expresia (22) reprezintă teorema refracției pentru cazul cîmpurilor imprimate de natură magnetică (cîmpuri Hall). Se menționează că unghiul Hall θ și deci $\operatorname{tg}\theta$ depind (ca semn) în ambele medii de sensul inducției magnetice $\bar{B}$.

Teorema obține forme corespunzătoare în cazuri particulare date. Astfel :

a) Dacă mediul 2 este un semiconductor de tip p, deci $R_{H2}>0$, vectorul $\bar{J}_2/\sigma_2$ exte decalat cu θ_2 în fața lui $\bar{E}_2$ (vezi fig. 2), încît

$$\alpha_2'=\alpha_2+\theta_2 \tag{23}$$

iar (22) se scrie :

$$\frac{\operatorname{tg}(\alpha_1-\theta_1)+\operatorname{tg}\theta_1}{\operatorname{tg}(\alpha_2+\theta_2)+\operatorname{tg}\theta_2}=\frac{\sigma_1}{\sigma_2} \tag{24}$$

b) Mediul 1 este metalic ($R_{H1}\to 0$), avînd conductivitatea σ_1, iar mediul 2 cu efect Hall normal ($R_{H2}<0$). Rezultă $\operatorname{tg}\theta_1=0$, $\alpha_1'=\alpha_1$ și relația (22) devine :

$$\frac{\operatorname{tg}\alpha_1}{\operatorname{tg}(\alpha_2-\theta_2)+\operatorname{tg}\theta_2}=\frac{\sigma_1}{\sigma_2} \tag{25}$$

iar (21) :

$$\frac{J_{1t}}{J_{2t}}=\frac{\sigma_1}{\sigma_2}\frac{1+\operatorname{tg}\theta_2/\operatorname{tg}(\alpha_2-\theta_2)}{1+1/\operatorname{tg}\alpha_1} \tag{26}$$

c) Pentru cazul unui efect Hall neglijabil în ambele medii ($R_{H1}\to 0$, $R_{H2}\to 0$), deci $\alpha_1'=\alpha_1$; $\alpha_2'=\alpha_2$, teorema (22) devine :

$$\frac{\operatorname{tg}\alpha_1}{\operatorname{tg}\alpha_2}=\frac{\sigma_1}{\sigma_2} \tag{27}$$

adică forma cunoscută din electrocinetica clasică a mediilor conductoare [1].

4. **Aplicație.** În fig. 3 este reprezentat un disc Corbino format dintr-un miez circular semiconductor cu raza R_2 înconjurat de un inel metalic fără efect Hall. Sistemul este plasat transversal într-un cîmp magnetic uniform și variabil în timp $\bar{B}(t)$.

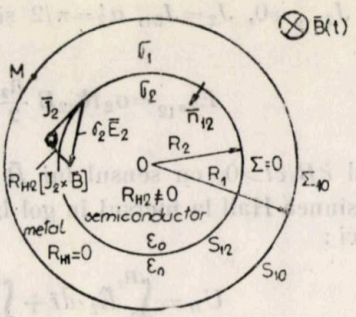


Fig. 3. Explicativă la calculul tensiunii Hall la un disc Corbino

Se urmărește exprimarea tensiunii Hall produsă de curenții turbionari induși în discul Corbino între punctul central O și un punct oarecare M de pe periferia discului, demonstrîndu-se pe această cale identitatea acestei tensiuni cu cea obținută în [2] la un disc semiconductor de rază R_2 fără inel metalic.

Valoarea instantanee a intensității cîmpului indus $\bar{E}_{1s}(r, t)$ într-un punct în mediul metalic *1* la distanța r de centrul O are expresia :

$$E_{1s}(r, t) = \frac{r}{2} \frac{\partial B}{\partial t}. \tag{28}$$

În condițiile unui regim cvasistaționar și ținînd seama de simetria sistemului, se demonstrează ușor că în domeniul considerat densitatea curentului de conducție nu poate avea componentă radială $\bar{J}_n$; căci în acest caz, din motive de simetrie, ar rezulta pentru o suprafață cilindrică coaxială cu discul, de rază r și înălțime δ :

$$\oint_{\Sigma} \bar{J}.\overline{ds} = \int_{\Sigma\, lat} J_n ds = \int_{V\Sigma} \operatorname{div} \bar{J}\, dv \neq 0$$

ceea ce contrazice ipoteza de regim cvasistaționar ($\operatorname{div} \bar{J}=0$, $\operatorname{div}_s \bar{J}=0$). Deci vectorul $\bar{J}$ nu poate avea în mediile 1 și 2 decît orientări tangente la cercuri concentrice cu sistemul, care formează și liniile de curent din disc.

Conform legii conducției, în mediul 1 se poate scrie pentru $r=R_2$: $\bar{J}_1 = \sigma_1 \bar{E}_1$, unde E_1 este cîmpul rezultant :

$$J_1(R_2, t) = J_{1t} = \sigma_1 \frac{R_2}{2} \frac{\partial B}{\partial t} \tag{29}$$

iar

$$J_{1n_{12}} = 0 \; ; \quad J_{2n_{12}} = 0 \tag{30}$$

Cum $\alpha_1 = \pi/2$ și $\alpha_2' = \pi/2$, rezultă din (26) :

$$J_{2t}(R_2, t) = \frac{\sigma_2}{\sigma_1} J_{1t}(R_2, t). \tag{31}$$

Înmulțind scalar (13) cu $\bar{n}_{12}$, se obține :

$$E_{2n_{12}} = \frac{J_{2n12}}{\sigma_2} + R_{H2} B J_2 \sin \alpha_2'$$

sau, cu $J_{2n_{12}}=0$, $J_2=J_{2t}$, $\alpha_2'=\pi/2$ și folosind (31), (29):

$$E_{2n_{12}}=\sigma_2 R_{H2} B \frac{R_2}{2}\frac{\partial B}{\partial t}=-\operatorname{tg}\theta_2 \frac{R_2}{2}\frac{\partial B}{\partial t} \tag{32}$$

Cînd $\partial B/\partial t>0$, cu sensul lui $\bar{B}$ ca în fig. 3, $E_{2n_{12}}<0$, deoarece $R_{H2}<0$.

Tensiunea Hall la mersul în gol între contactul central O și cel periferic M va fi deci:

$$U_H=\int_0^{R_2}\bar{E}_2\cdot d\bar{r}+\int_{R_2}^{R_1}\bar{E}_1\cdot d\bar{r}=\int_0^{R_2}E_{2n_{12}}dr=$$

$$=-\frac{\sigma_2 R_{H2} B}{4}\frac{\partial B}{\partial t}R_2^2=-\sigma_2 R_{H2}\frac{R_2^2}{8}\frac{\partial B^2}{\partial t} \tag{33}$$

identică cu cea dedusă în [2].

5. **Concluzii.** Rezultatele obținute în cap. 4 au fost verificate și experimentul de către autori, demonstrația analitică reprezentînd o contribuție originală la problema tensiunii Hall a curenților turbionari induși în discuri Corbino.

Teorema refracției liniilor de cîmp pentru cazul general al mediilor cu cîmpuri imprimate de natură magnetică constituie o extindere a teoremei cunoscute din electrotehnica clasică.

BIBLIOGRAFIE

[1] Andronescu Pl., Bazele electrotehnicii vol. 1, Edit. did. și ped., București, 1972.
[2] De Sabata I., Daba D., Electrotehnica nr. 4, 1969, p. 125–130.

DAS BRECHUNGSGESETZ DES ELEKTRISCHEN FELDES AN EBENEN HALBLEITERTRENNFLÄCHEN IN ANWESENHEIT EINGEPRÄGTER FELDER, MIT BEISPIELEN

ZUSAMENFASSUNG

In der vorliegenden Arbeit werden die allgemeinen Ausdrücke des Brechungsgesetzes des elektrischen Feldes in Anwesenheit eingeprägter Felder abgeleitet. Für den technisch wichtigen Fall dass diese eine magnetische Ursache haben (Halleffekt), werden partikuläre Ausdrücke des Brechungsgesetzes abgeleitet. Das Brechungsgesetz erfährt auf diese Weise eine im Rahmen der klassischen theorischen Elektrotechnik erarbeitete Erweiterung.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

EQUATIONS OF THE HALL GENERATOR AND THE EQUIVALENT DIAGRAMS AS PART OF THE GENERAL QUADRIPOLE THEORY

BY

SILVIA DOBRE

1. **Introduction.** Investigation of the behaviour of the Hall generator in the most general conditions of interconnection, i.e. those where it operates as a general quadripole, consequently an exchange of energy with the outside on three pairs of terminals occurs, involves establishment of the quadripole equations and knowledge of the quadripole parameters, depending on magnetic induction, as well as establishment of the corresponding equivalent diagrams.

In this sense it should be mentioned that under the more general conditions of investigation, use of the diport quadripole theory would yield erroneous results. Because of this, it is obvious that use of the general quadripole theory is required [1, 4, 5].

2. **Equations of the Hall generator of arbitrary pattern and the equivalent diagram as part of the general quadripole theory.** The quadripole equations of the Hall generator taken as a general quadripole (fig. 1) can be written as :

$$\begin{Vmatrix} U_1 \\ U_3 \\ U_2 \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{Vmatrix} \tag{1}$$

$$\begin{Vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{Vmatrix} \tag{2}$$

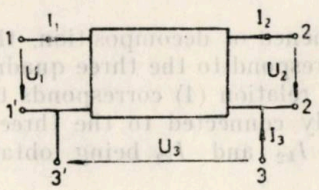


Fig. 1.

The elements of matrix Z in equations (1) are readily ascertained experimentally from the particular idle running operating conditions and are given

the following significances, taking into account the resistive character of the Hall generator :

$$Z_{11}=R_{10}=\left(\frac{U_1}{I_1}\right)_{I_2=I_3=0} \quad ; \quad Z_{31}=R_{31}=\left(\frac{U_3}{I_1}\right)_{I_2=I_3=0}$$

$$Z_{21}=R_{21}=\left(\frac{U_2}{I_1}\right)_{I_2=I_3=0}$$

$$Z_{12}=R_{12}=\left(\frac{U_1}{I_2}\right)_{I_1=I_3=0} \quad ; \quad Z_{32}=R_{32}=\left(\frac{U_3}{I_2}\right)_{I_1=I_3=0} \tag{3}$$

$$Z_{22}=R_{20}=\left(\frac{U_2}{I_2}\right)_{I_1=I_3=0}$$

$$Z_{13}=R_{13}=\left(\frac{U_1}{I_3}\right)_{I_1=I_2=0} \quad ; \quad Z_{33}=R_{30}=\left(\frac{U_3}{I_3}\right)_{I_1=I_2=0}$$

$$Z_{23}=R_{23}=\left(\frac{U_2}{I_3}\right)_{I_1=I_2=0}$$

Supposing that the Z parameters of the general quadripole are known, the Y parameters can be computed.

In order to develop an equivalent diagram valid as part of the general quadripole theory, the admittance matrix of the Hall generator is decomposed in the following way :

$$\| Y\| = \left\| \begin{matrix} Y_1 & -Y_1 & -Y_1 \\ -Y_1 & Y_1 & Y_1 \\ -Y_1 & Y_1 & Y_1+Y_2 \end{matrix} \right\| + \left\| \begin{matrix} Y_3 & 0 & -Y_3 \\ 0 & Y_2 & Y_2 \\ -Y_3 & Y_2 & Y_2+Y_3 \end{matrix} \right\| +$$

$$\left\| \begin{matrix} Y_4 & 0 & 0 \\ 0 & Y_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{matrix} \right\| + \left\| \begin{matrix} 0 & Y_6 & 0 \\ Y_7 & 0 & 0 \\ Y_8 & Y_9 & 0 \end{matrix} \right\| \tag{4}$$

According to the sequence of decomposition, the first three matrices in the matrix relation (4) correspond to the three quadripoles shown in fig. 2 *a*, *b*, *c*. The fourth matrix in relation (4) corresponds to some voltage-controlled current sources, accordingly connected to the three pairs of terminals, their short-circuit currents I_{k1}, I_{k2} and I_{k3} being obtained from the following matrix relation :

$$\left\| \begin{matrix} I_{k1} \\ I_{k2} \\ I_{k3} \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} 0 & Y_6 & 0 \\ Y_7 & 0 & 0 \\ Y_8 & Y_9 & 0 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} Y_6U_2 \\ Y_7U_1 \\ Y_8U_1+Y_9U_2 \end{matrix} \right\| \tag{5}$$

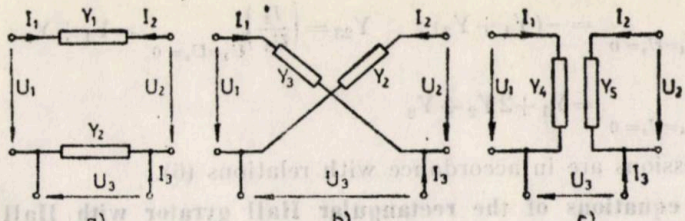


Fig. 2.

The equivalent diagram of the Hall generator taken as a general quadripole, based on relations (4) and (5), has been traced in fig. 3, where the following notations apply :

$$Y_1 = \frac{1}{2}(2Y_{23} - Y_{13} - Y_{33})$$

$$Y_2 = \frac{1}{2}(Y_{13} + Y_{33}) \qquad Y_6 = Y_{12} + \frac{1}{2}(2Y_{23} - Y_{13} - Y_{33})$$

$$Y_3 = \frac{1}{2}(Y_{33} - 2Y_{23} - Y_{13}) \; ; \qquad Y_7 = Y_{21} + \frac{1}{2}(2Y_{23} - Y_{13} - Y_{33})$$

$$Y_4 = Y_{11} + Y_{13} \qquad Y_8 = Y_{31} - Y_{13} \qquad (6)$$

$$Y_5 = Y_{22} - Y_{23} \qquad Y_9 = Y_{32} - Y_{23}$$

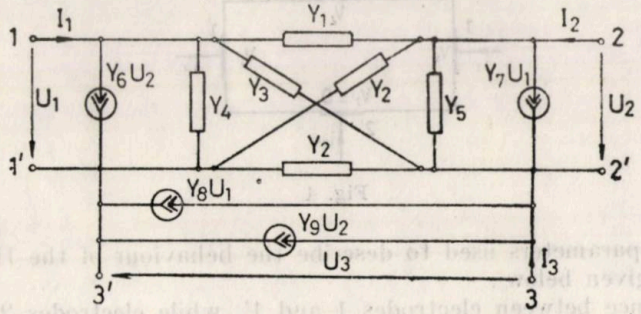


Fig. 3.

To check upon the result obtained, starting from the equivalent diagram in fig. 3, the Y parameters are ascertained taking into account the physical significances of the same. In fact, the nine Y parameters defined from the short-circuit operationg conditions are :

$$Y_{11} = \left(\frac{I_1}{U_1}\right)_{U_2=U_3=0} = Y_1 + Y_3 + Y_4 \; ; \qquad Y_{21} = \left(\frac{I_2}{U_1}\right)_{U_2=U_3=0} = -Y_1 + Y_7$$

$$Y_{31} = \left(\frac{I_3}{U_1}\right)_{U_2=U_3=0} = -Y_1 - Y_3 + Y_8 \; ; \qquad Y_{12} = \left(\frac{I_1}{U_2}\right)_{U_1=U_3=0} = -Y_1 + Y_6$$

$$Y_{22} = \left(\frac{I_2}{U_2}\right)_{U_1=U_3=0} = Y_1 + Y_2 + Y_5 \; ; \qquad Y_{32} = \left(\frac{I_3}{U_2}\right)_{U_1=U_3=0} = Y_1 + Y_2 + Y_9$$

$$Y_{13}=\left(\frac{I_1}{U_3}\right)_{U_1=U_2=0}=-(Y_1+Y_3)\,; \qquad Y_{23}=\left(\frac{I_2}{U_3}\right)_{U_1=U_2=0}=Y_1+Y_2$$

$$Y_{33}=\left(\frac{I_3}{U_3}\right)_{U_1=U_2=0}=Y_1+2Y_2+Y_3$$

which expressions are in accordance with relations (6).

3. **The equations of the rectangular Hall gyrator with Hall electrodes symmetrically arranged vs. the control electrodes, and the equivalent diagram as part of the general quadripole theory.** Since in practice, many Hall plates are rectangular in shape and with Hall electrodes symmetrically arranged face to the control electrodes, in order to obtain as great a Hall voltage as possible, establishment of the quadripole equations as part of the general quadripole theory is of interest, as for this case, the quadripole equations require ascertainment of only four parameters.

Since with a general quadripole, the currents flowing through the terminals are different, the quadripole equations of the Hall plate shown in fig. 4 are the following :

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}i_1+Z_{12}i_2+Z_{13}i_{1'} \\ V_2 &= Z_{21}i_1+Z_{22}i_2+Z_{23}i_{1'} \\ V_{1'} &= Z_{31}i_1+Z_{32}i_2+Z_{33}i_{1'} \end{aligned} \tag{7}$$

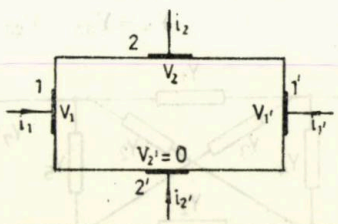


Fig. 4.

The four parameters used to describe the behaviour of the Hall plate in fig. 4 are as given below :

R_{10} — resistance between electrodes 1 and 1', while electrodes 2 and 2' are in idle running condition

R_{20} — resistance between electrodes 2 and 2', while electrodes 1 and 1' are in idle running condition

R_{30} — resistance between a couple of adjacent electrodes, the other electrodes being in idle running condition

R_{21} — transfer resistance from electrodes 2—2' to electrodes 1—1', the latter being in idle running condition ($R_{21}=-R_{12}$)

Physical significance of the nine Z parameters in eqs. (7) is :

$$Z_{11}=\left(\frac{V_1}{i_1}\right)_{i_2=i_{1'}=0}=R_{30} \quad ; \qquad Z_{21}=\left(\frac{V_2}{i_1}\right)_{i_2=i_{1'}=0}=\frac{R_{20}+R_{12}}{2}$$

$$Z_{31}=\left(\frac{V_{1'}}{i_1}\right)_{i_2=i_{1'}=0}=-\frac{R_{10}+R_{21}}{2}+R_{30}\,; \qquad Z_{12}=\left(\frac{V_1}{i_2}\right)_{i_1=i_{1'}=0}=\frac{R_{20}+R_{21}}{2}$$

$$Z_{22}=\left(\frac{V_2}{i_2}\right)_{i_1=i_{1'}=0}=R_{20} \quad : \qquad Z_{32}=\left(\frac{V_{1'}}{i_2}\right)_{i_1=i_{1'}=0}=\frac{R_{20}-R_{21}}{2}$$

$$Z_{13}=\left(\frac{V_1}{i_1'}\right)_{i_1=i_2=0}=-\frac{R_{10}}{2}+\frac{R_{21}}{2}+R_{30}\ ;\qquad Z_{23}=\left(\frac{V_2}{i_1'}\right)_{i_1=i_2=0}=\frac{R_{20}-R_{12}}{2}$$

$$Z_{33}=\left(\frac{V_1'}{i_1'}\right)_{i_1=i_2=0}=R_{30} \tag{8}$$

When in eqs. (7), transition occurs from the electrical potentials to the three voltages taken for the general quadripole (fig. 1), viz. $U_1=V_1-V_{1'}$; $U_2=V_2-V_{2'}$ and $U_3=V_{2'}-V_1$, it emerges:

$$\begin{aligned}
U_1&=\frac{1}{2}(R_{10}+R_{21})\,i_1+R_{21}i_2+\frac{1}{2}(R_{21}-R_{10})\,i_{1'}\\
U_2&=\frac{1}{2}(R_{20}+R_{12})\,i_1+R_{20}i_2+\frac{1}{2}(R_{20}-R_{12})\,i_{1'}\\
U_3&=\left(\frac{R_{10}+R_{21}}{2}-R_{30}\right)i_1+\frac{1}{2}(R_{21}-R_{20})\,i_2-R_{30}i_{1'}
\end{aligned} \tag{9}$$

Relative to the system of independent currents of the general quadripole i_1, i_2 and $i_3=-i_1-i_{1'}$ and the reference directions for voltages and currents adopted in fig. 1, the following expression results for the impedance matrix of the Hall gyrator taken as a general quadripole:

$$\|Z\|=\begin{Vmatrix} R_{10} & R_{21} & \frac{1}{2}(R_{10}-R_{21}) \\ -R_{21} & R_{20} & -\frac{1}{2}(R_{20}+R_{21}) \\ \frac{1}{2}(R_{10}+R_{21}) & \frac{1}{2}(R_{21}-R_{20}) & R_{30} \end{Vmatrix} \tag{10}$$

The following expressions apply to the elements of the admittance matrix:

$$\begin{aligned}
Y_{11}&=\frac{1}{|Z|}\left[R_{20}R_{30}+\frac{1}{4}(R_{21}^2-R_{20}^2)\right]\\
Y_{12}&=\frac{1}{|Z|}\left[\frac{1}{4}(R_{10}-R_{21})(R_{21}-R_{20})-R_{21}R_{30}\right]\\
Y_{13}&=-Y_{23}=Y_{31}=-Y_{32}=-\frac{Y_{33}}{2}=-\frac{1}{|Z|}\left[\frac{1}{2}(R_{10}R_{20}+R_{21}^2)\right.\\
Y_{21}&=\frac{1}{|Z|}\left[R_{21}R_{30}-\frac{1}{4}(R_{10}+R_{21})(R_{20}+R_{21})\right]\\
Y_{22}&=\frac{1}{|Z|}\left[R_{10}R_{30}-\frac{1}{4}(R_{10}^2-R_{21}^2)\right].
\end{aligned} \tag{11}$$

wherein:

$$|Z|=(R_{10}R_{20}+R_{21}^2)\left(R_{30}-\frac{R_{10}+R_{20}}{4}\right)$$

An equivalent diagram of the Hall gyrator with Hall electrodes symmetrically arranged face to the control electrodes can be as in fig. 5, where :

$$Y_1 = \frac{1}{4}(R_{10}R_{20} + R_{21}^2)$$

$$Y_3 = \frac{1}{4} R_{21}(R_{10} + R_{20}) - R_{21}R_{30}$$

$$Y_4 = R_{21}R_{30} - \frac{1}{4}(R_{10} + R_{20})\, R_{21}$$

$$Y_5 = R_{20}R_{30} - \frac{1}{4}(R_{21}^2 + R_{20}^2) - \frac{1}{2} R_{10}R_{20}$$

$$Y_6 = R_{10}R_{30} - \frac{1}{4}(R_{21}^2 + R_{10}^2) - \frac{1}{2} R_{10}R_{20}$$

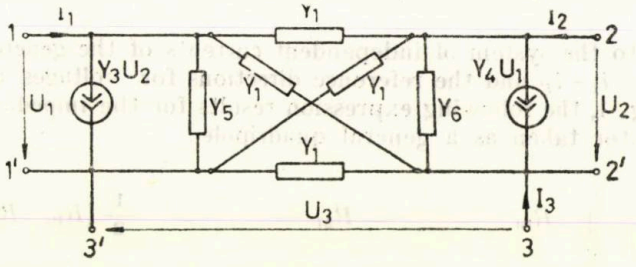


Fig. 5.

4. **Conclusions.** The equivalent diagram of the Hall generator, shown in fig. 3 and specified by nine independent parameters, is the most general equivalent diagram of this device. The diagram is original and has not been reported in the literature. Based on this equivalent diagram, actual behaviour of the Hall generator can be taken into account in the most general conditions of interconnection.

In the paper the rectangular Hall generator with Hall electrodes symmetrically arranged face to the control electrodes is also discussed, behaviour of which is ascertained by the use of only four parameters, and for which an equivalent diagram is given.

REFERENCES

[1] Şora C.,Le quadripôle électrique. Masson, Paris, 1969.
[2] Şora C., Introducere în studiul generatorului Hall. Ed. Acad. R.S.R., Bucureşti, 1969.
[3] Dobre S., Unele scheme echivalente ale generatorului Hall. Bu.etinul Inst. politehnic Timişoara, 21(35), 70 (1976).
[4] Şora C., Dobre S., Application of the general quadripole theory for the investigation of circuits including a Hall generator. Rev. Roum. Sci. Techn, Electrotechnique et Energetique, 1979.
[5] Dobre S, Contribuţii la studiul generatorului Hall ca element de circuit. Teză de doctorat, I.P. Timişoara, 1977.
[6] Dobre S., Analysis of unidirectional Hall generator circuits based on the general quadripole theory. Buletinul Inst. politehnic Iaşi (în curs de publicare).

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) Fascicola 2—1979

DIE SYNTHESE EINER LINEAREN MAGNETISCHEN SCHALTUNG OHNE LUFTSPALT

VON

GH. GHERMAN, M. V. NEMEŞ

Einleitung. Die magnetische Hauptkennlinie eines ferromagnetischen Materials ist eine nichtlineare Kennlinie, so dass Schaltungen die gänzliche aus einem solchen Material hergestellt sind, ebenfalls eine nichtlineare Dependenz des magnetischen Flusses von den magnetischen Spannungen aufweisen. In der Literatur [1] wird angenommen, dass das Vorhandensein eines Luftspaltes in einer Seite einer magnetischen Schaltung, die Abhängigkeit des Flusses von der magnetischen Spannung der Schaltung linearisiert Dies bewährt sich je grösser das Verhältnis zwischen der magnetischen Reluktanz (magnetischer Widerstand) des Luftspaltes und der der restlichen Schaltung ist. Eine solche Schaltung weist aber den Nachteil auf, dass bei gegebener magnetischer Spannung, der Fluss durch den Luftspalt, bei wachsender Linearität, sinkt.

Im Folgenden wird gezeigt, dass die Möglichkeit besteht eine lineare Abhängigkeit des magnetischen Flusses Φ aus einer Seite von der magnetischen Spannung θ einer magnetischen Schaltung ohne Luftspalt, von der Form :

$$\Phi = k\theta \tag{1}$$

wobei K eine Konstante im Verhältnis zu θ ist, zu erhalten, wenn die Schaltung aus Segmente verschiedenen Längen und transversalen Querschnittflächen besteht.

Allgemeine Synthese. Der agnetische Fluss Φ durch eine Seite einer magnetischen Schaltung aus ferromagnetischem Material, die aus segmente besteht, kann unter der Form

$$\Phi = \theta f(R_1, R_2, \ldots, R_n) \tag{2}$$

geschrieben werden, wobei θ die magnetische Spannung der Schaltung, R_i $R_i\,(i \in [1, n]$ der magnetische Widerstand des i-ten Segmentes, und n die Anzahl der Segmente sind. Die Abhängigkeit (θ) ist linear wenn :

$$\frac{df(R_1, R_2, \ldots, R_i)}{d\theta} = 0. \tag{3}$$

Die Annäherung der magnetischen Hauptkennlinie durch die Abhängigkeit $B\,(H)$ erlaubt uns die magnetische Permeabilität μ_i, entsprechend des i-ten Segmentes durch eine Abhängigkeit $\mu_i\,(\theta)$, also des magnetischen Widerstandes des i-ten Segmentes durch eine Funktion $R_i\,(\theta)$ auszudrücken. Aus (3)

folgen die Beziehungen zwischen den Konstanten der Funktion $B(H)$, den Längen und den Querschnittsflächen der Segmente, die erfüllt werden müssen, um die Linearität der Abhängigkeit **m** (θ) zu sichern. Wenn die resultierenden Beziehungen nicht erfüllt werden können, kann man der Funktion $f(R_1, R_2, \ldots \ldots, R_n)$ die Bedingung stellen, die Linearität durch eine Konstante zur magnetischen Spannung so gut wie möglich für einen gegebenen Bereich der magnetischen Spannung anzunähern. In diesem Fall ist die Abhängigkeit $\Phi(\theta)$ im Änderungsbereich der magnetischen Spannung linear angehähert.

Konkrete Synthese. Es wird eine magnetische Schaltung betrachtet, die aus zwei Segmenten aus ferromagnetischem Material besteht, deren Längen und Querschnitte verschieden sind, und dessen Ersatzschaltbild in Abb. 1 gegeben ist.

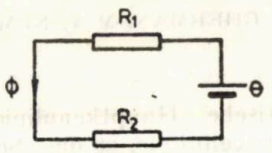


Abb. 1.

Der Fluss durch die Schaltung ist :

$$\Phi = \frac{\theta}{R_1 + R_2}. \tag{4}$$

Die magnetischen Widerstände sind in (5) gegeben :

$$R_1 = \frac{l_1}{\mu_1 A_1}; \quad R_2 = \frac{l_2}{\mu_2 A_2}, \tag{5}$$

wobei l_1, l_2 die Längen und A_1, A_2 die Querschnitte der Segmente sind. Wenn angenommen wird dass :

$$l_1 = l; \quad l_2 = ml; \quad A_1 = A; \quad A_2 = nA, \tag{6}$$

wobei m, n positive reele Zahlen sind, folgt :

$$R_1 = \frac{l}{\mu_1 A}; \quad R_2 = \frac{ml}{\mu_2 nA}. \tag{7}$$

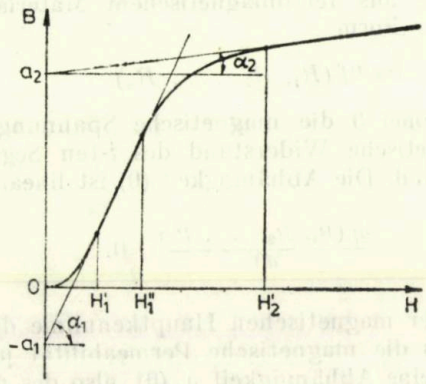


Abb. 2.

Die magnetische Hauptkennlinie des Materials (Abb. 2) kann auf Teilstrecken linear angenähert werden [2]. Die Beziehungen der linearen Annäherung sind:

$$B = a_1 + b_1 H \qquad H \in [H_1', H_1''],$$

wobei $$B = a_2 + b_2 H \qquad H \in [H_2', \infty), \tag{8}$$

$$b_1 = \operatorname{tg} \alpha_1 ; \qquad b_2 = \operatorname{tg} \alpha_2 \tag{9}$$

Wenn angenommen wird, dass für das Material mit der Reluktanz R_1 der erste Annäherungsausdruck aus (8) und für das Material mit der Reluktanz R_2 der zweite Ausdruck aus (8) verwendet werden, folgt:

$$R_1 = \frac{l}{nA} \frac{b_2 n\theta + (a_1 + a_2 n)(1+m) l}{b_1 b_2 \theta + (a_2 b_1 - a_1 b_2)(1+m) l},$$

$$R_2 = \frac{ml}{nA} \frac{b_1 \theta - (a_1 + a_2 n)(1+m) l}{b_1 b_2 \theta + (a_2 b_1 - a_1 b_2)(1+m) l}. \tag{10}$$

Die Abhängigkeit $\Phi(\theta)$ ist linear wenn:

$$\frac{d(R_1 + R_2)}{d\theta} = 0, \tag{11}$$

Dies ist der Fall wenn $$m = \frac{a_1 b_2}{a_2 b_1}, \tag{12}$$

ist, unabhängig vom Wert von n. Der Fluss durch die Schaltung erhält den Ausdruck:

$$\Phi = \frac{a_2 b_1 nA}{(a_1 + n a_2) l} \theta \tag{13}$$

Wenn die magnetische Spannung Werte zwischen θ_{min} und θ_{max} annimmt nimmt die Magnetfeldstärke Werte zwischen H_{1min} und H_{1max} für das erste Segment und zwischen H_{2min} und H_{2max} für das zweite Segment, an. Damit die bei der Ableitung der Ausdrücke (10) angenommene Hypothese erfüllt wird muss das Interwall $[H_{1min}, H_{1max}]$ im Interval $[H_1', H_1'']$ und das Intervall $[H_{2min}, H_2\Phi_{ax}]$ im Intervall $[H_2, \infty)$ enthalten sein.

Anderseits ist die Bedingung der Erhaltung des magnetischen Flusses entlang der Schaltung erfüllt wenn

$$n = \frac{-a_1 + b_1 H_{1\,min}}{a_2 + b_2 H_{2\,min}} = \frac{-a_1 + b_1 H_{1\,max}}{a_2 + b_2 H_{2\,max}}. \tag{14}$$

Man kann also drei passende Änderungsgrenzen der Magnetfeldstärke annehmen und die Vierte folgt aus dem zweiten Teil der Gleichung (14). Man kann:

$$n = \frac{b_1 (H_{1\,max} - H_{1\,min})}{b_2 (H_{2\,max} - H_{2\,min})} = \frac{B_{1\,max} - B_{1\,min}}{B_{2\,max} - B_{2\,min}} \tag{15}$$

schreiben, wobei B_{1max}, B_{1min} die Änderungsgrenzen der Magnetinduktion im ersten Segment, und B_{1max}, B_{1min} die Änderungsgrenzen der Magnetinduktion im zweiten Segment sind. Berücksichtigt man

$$\theta_{min} = (1+m)\, l\, (H_{1min} + H_{2min}), \qquad (16)$$

$$\theta_{max} = (1+m)\, l\, (H_{1max} + H_{2max}),$$

so kann man die nötige Länge l berechnen, wenn entweder θ_{min} oder θ_{max} gegeben sind. Der magnetische Fluss in der Schaltung ändert sich linear zwischen den Grenzen Φ_{min} und Φ_{max} bei Änderung der magnetischen Spannung zwischen θ_{min} und θ_{max}, wobei

$$\Phi_{min} = \frac{a_2 b_1 n A}{(a + n a_2)\, l}\, \theta_{min}$$

$$\Phi_{max} = \frac{a_2 b_1 n A}{(a_1 + a_2 n)\, l}\, \theta_{max} \qquad (17)$$

sind.

Wenn entweder Φ_{min} oder Φ_{max} gegeben sind kann man die nötige Querschnittsfläche A berechnen.

BIBLIOGRAFIE

[1] Timotin, A., Hortopan, V., Ifrim, A., Preda, M., Lecţii de bazele electrotehnicii. Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1970.

[2] Phillipow E., Nichtlineare Elektrotechnik. Akademische Verlagsgesellschaft Geest u. Portig, K.– G., Leipzig, 1963.

SINTEZA UNUI CIRCUIT MAGNETIC LINIAR FĂRĂ ÎNTREFIER

REZUMAT

În lucrare este prezentată o metodă de sinteză generală a unui circuit magnetic liniar fără întrefier, realizat din segmente de lungimi şi are ale secţiunilor transversale diferite, precum şi sinteza concretă a unui asemenea circuit de o formă particulară.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) Fascicola 2—1979

CALCULUL CÎMPULUI MAGNETIC AL UNEI BOBINE DE FORMĂ OARECARE

DE

D. RADU

1. **Introducere.** Determinarea pe cale analitică a cîmpului magnetic produs de curentul ce străbate o bobină avînd o geometrie relativ complicată este foarte dificilă sau chiar imposibilă. În lucrarea de faţă se dă un program de calcul numeric pentru cîmpul magnetic al unei bobine, compusă din spire de formă oarecare plasate într-un mediu liniar, omogen şi izotrop.

2. **Metoda de calcul.** Pentru calculul cîmpului magnetic se aplică metoda directă bazată pe expresia inducţiei magnetice într-un punct la o anumită distanţă de un conductor rectiliniu de lungime finită, filiform şi parcurs de curent. În cazul unei bobine, aceasta se presupune descompusă într-un număr de spire N_s, iar fiecare spiră se aproximează cu un contur poligonal format din N_l laturi, ca în fig. 1.

Mediul fiind liniar, cîmpul magnetic într-un punct se obţine însumînd contribuţiile tuturor laturilor dintr-o spiră şi apoi a tuturor spirelor. Desigur că pentru însumarea corectă este necesară determinarea componentelor cîmpului după axele unui sistem de coordonate.

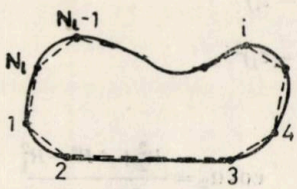


Fig. 1.

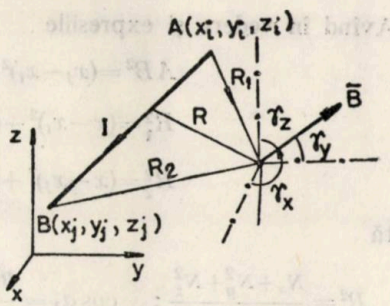


Fig. 2.

Inducţia magnetică într-un punct situat la distanţa R de latura rectilinie parcursă de curent (fig. 2), are expresia

$$B = \frac{\mu_0 I}{4\pi R}(\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2) = F \cdot 10^{-7} I \qquad (1)$$

iar componentele acesteia sînt

$$B_x = B\cos\gamma_x = F_x \cdot 10^{-7} I$$

$$B_y = B\cos\gamma_y = F_y \cdot 10^{-7} I \tag{2}$$

$$B_z = B\cos\gamma_z = F_z \cdot 10^{-7} I$$

unde F este un factor geometric cu expresia

$$F = \frac{\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2}{R}, \quad \text{iar} \quad F_x = F\cdot\cos\gamma_x$$

$$F_y = F\cdot\cos\gamma_y \tag{3}$$

$$F_z = F\cdot\cos\gamma_z$$

Notînd capetele laturii parcursă de curent cu $A\ (x_i,\ y_i,\ z_i)$ și $B\ (x_j,\ y_j,\ z_j)$, punctul în care se calculează cîmpul cu $P\ (x,\ y,\ z)$ și considerînd sensul curentului de la A spre B, se pot determina mărimile din relațiile 1, 2, 3 după cum urmează

$$R = \frac{|\ \overline{AB}\times\overline{AP}\ |}{AB} \tag{4}$$

unde $|\ \overline{AB}\times\overline{AP}\ |$ este aria paralelogramului cu laturile AB și AP.

Se notează cu $\bar{N} = \overline{AB}\times\overline{AP} = N_x\bar{i} + N_y\bar{j} + N_z\bar{k}$ vectorul arie (avînd direcția și sensul inducției magnetice B), ale cărei proiecții pe axele de coordonate sînt

$$N_x = (x-x_i)(y_j-y_i) - (y-y_i)(z_j-z_i)$$

$$N_y = (y-y_i)(z_j-z_i) - (z-z_i)(x_j-x_i) \tag{5}$$

$$N_z = (z-z_i)(z_j-x_i) - (x-x_j)(y_j-y_i)$$

Avînd în vedere și expresiile

$$AB^2 = (x_j-x_i)^2 + (y_j-y_i)^2 + (z_j-z_i)^2$$

$$R_1^2 = (x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 + (z-z_i)^2 \tag{6}$$

$$R_2^2 = (x-x_j)^2 + (y-y_j)^2 + (z-z_j)^2$$

rezultă

$$R^2 = \frac{N_x+N_y^2+N_z^2}{AB^2}; \quad \cos\alpha_1 = \frac{R_1^2 + AB^2 - R_2^2}{2R_1\cdot AB}; \quad \cos\alpha_2 = \frac{R_2^2 + AB^2 - R_1^2}{2R_2\cdot AB} \tag{7}$$

Cosinusii directori ai inducției magnetice sînt deci

$$\cos\gamma_x = \frac{N_x}{N}; \quad \cos\gamma_y = \frac{N_y}{N}; \quad \cos\gamma_z = \frac{N_z}{N} \tag{8}$$

unde $N = \sqrt{N_x^2+N_y^2+N_z^2}$

În situația că toate spirele sînt parcurse de același curent I/N_s, componentele cîmpului magnetic rezultant în punctul P se obțin prin efectuarea sumelor

$$B_{xt}=\sum_{s=1}^{N_s}\sum_{l=1}^{N_l}\frac{1}{N_s}F_x\cdot 10^{-7}I=F_{xt}\cdot 10^{-7}I$$

$$B_{yt}=\sum_{1}^{N_s}\sum_{1}^{N_l}\frac{1}{N_s}F_y\cdot 10^{-7}I=F_{yt}\cdot 10^{-7}I \qquad (9)$$

$$B_{zt}=\sum_{1}^{N_s}\sum_{1}^{N_l}\frac{1}{N_s}F_z\cdot 10^{-7}=F_{zt}\cdot 10^{-7}I$$

iar cîmpul rezultant

$$B_t=\sqrt{B_{xt}^2+B_{yt}^2+B_{zt}^2}=F_\varphi\cdot 10^{-7}I \qquad (10)$$

unde factorul geometric rezultant este

$$F_\varphi=\sqrt{F_{xt}^2+F_{yt}^2+F_{zt}^2} \qquad (11)$$

3. Programul de calcul.

Avînd în vedere diversitatea mare de probleme în care trebuie determinat cîmpul magnetic al unei spire parcursă de curent această parte a fost concepută ca un subprogram ce poate fi utilizat în aceeași formă la calculul cîmpului magnetic al unor bobine cu diverse configurații. Pentru o bobină dată, programul principal va apela subprogramul pentru fiecare din cele N_s spire.

Datele de intrare necesare pentru o execuție corectă a programului sînt: numărul de laturi ale unei spire (NL), numărul de spire ale bobinei (NS), numărul punctelor de calcul al cîmpului (NP) și coordonatele lor (XP_k, YP_k, ZP_k, $k=1$, NP), precum și coordonatele vîrfurilor conturului poligonal (X_i, Y_i, Z_i, $i=1$, NL). Schema logică a programului este dată în fig. 3.

3.1. Subprogramul de calcul a cîmpului magnetic produs de o spiră.

În vederea calculului, este necesară numerotarea ordonată a vîrfurilor conturului poligonal ca în fig. 1. În această situație, latura curentă (fig. 2) se definește prin numerele de ordine i și j ale capetelor sale, astfel încît pentru toate laturile spirei acestea iau valorile din tabela 1.

Tabela 1

i	1	2	3 ..... i ..... $NL-1$	NL
j	2	3	4 ..... $i+1$ ..... NL	1

prin urmare $j=1+1$ pentru $i=1,\ NL-1$

$j=1$ pentru $i=NL$

Schema logică a subprogramului este dată în fig. 4.

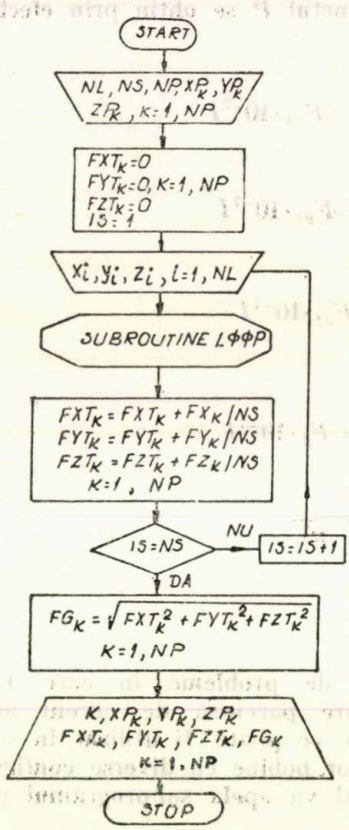


Fig. 3.

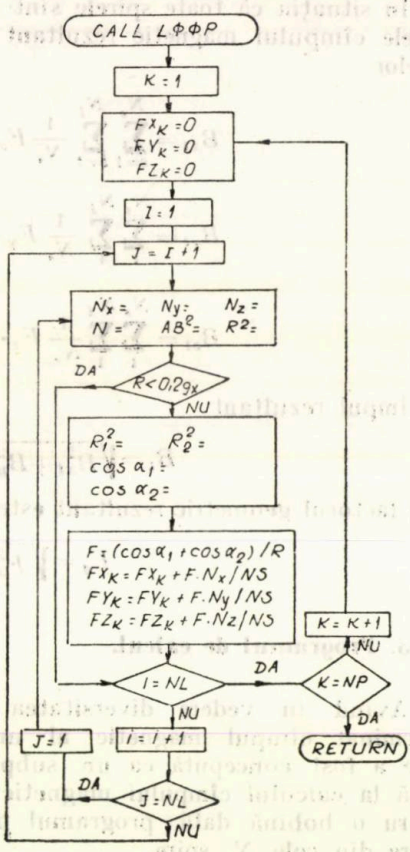


Fig. 4.

3.2. Problema erorilor.

Eroarea de calcul a cîmpului magnetic cu programul elaborat are două componente :

— eroarea de metodă, datorată numărului finit de laturi ale spirei și a numărului finit de spire (în cazul unei bobine masive). Evident că această eroare este cu atît mai mică cu cît N_l și N_s se iau mai mari.

— eroarea de rotunjire introdusă de sistemul de calcul, eroare proporțională cu numărul de operații necesare pentru calculul valorii cîmpului într-un punct. Dacă pentru cîmpul dat de o latură de spiră sînt necesare n operații, atunci numărul total de operații va fi $o = n \cdot N_l \cdot N_s$.

Avînd în vedere și timpul de calcul, care pentru valori mari ale lui N_l și N_s poate deveni inacceptabil de mare, se impune găsirea unor valori reduse ale acestora care să asigure totuși precizia dorită. Rezolvarea riguroasă a acestei probleme fiind imposibilă la o bobină de formă oarecare (deoarece nu se cunoaște soluția exactă), s-a căutat să se stabilească niște condiții acoperitoare de alegere ale lui N_l și N_s, rezultate din rezolvarea a două probleme cu o soluție exactă cunoscută și care se prezintă în continuare.

4. Exemple de calcul.

4.1. Cîmpul magnetic al unei perechi de bobine circulare (Helmholtz).

Bobinele Helmholtz constau din două înfășurări circulare de rază medie a situate la distanța $2d=a$ (fig. 5 și 6). Ele se folosesc pentru realizarea unor cîmpuri magnetice de mare uniformitate în zona centrală și ca etalon de cîmp magnetic. Pentru acest caz, coordonatele vîrfurilor conturului poligonal al spirelor de calcul se generează în program, aceasta fiind mai comod decît introducerea lor ca date de intrare. Conform fig. 5 și 6 coordonatele conturului poligonal regulat al spirei curente sînt :

$$x_i = a \cos (i-1)\, u$$

$$y_i = a \sin (i-1)\, u \qquad \text{unde } u = 2\pi / N_l \tag{12}$$

$$z_i = \pm d$$

Pentru a îmbunătăți precizia de calcul, vîrfurile spirei poligonale ce aproximează spira circulară de rază, a, s-au considerat plasate pe un cerc de rază $f_c \cdot a$

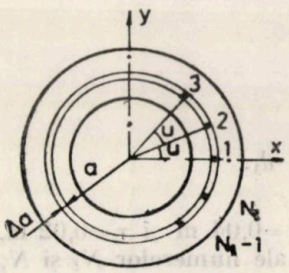


Fig. 5.

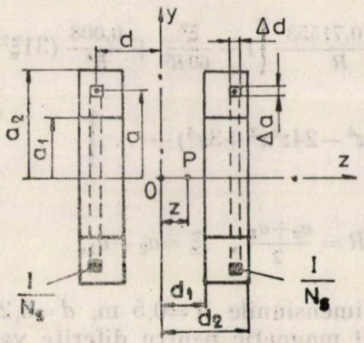


Fig. 6.

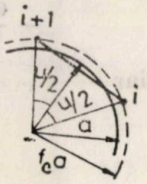


FIG. 7

Fig. 7.

(fig. 7). Factorul de corecție f_c se determină din condiția că în centrul spirei, conturul poligonal și spira circulară să dea același cîmp.

Rezultă :

$$f_c = \frac{2}{u} \cdot \operatorname{tg} \frac{u}{2}.$$

Numărul de spire al unei bobine este $N_s = M \cdot N$ unde

$M = (d_2 - d_1)/\Delta d$ — număr de spire pe strat

$N = (a_2 - a_1)/\Delta a$ — număr de straturi.

Soluția exactă a cîmpului într-un punct P $(o,\ o,\ z)$ de pe axa oz, rezultă trecînd la limită pentru Δa și Δd foarte mici. Efectuînd calculele se obține :

$$B_{zex} = F_{gex} \cdot 10^{-7} I \tag{13}$$

unde factorul geometric F_{gex} are expresia

$$F_{gex}=\frac{2\pi}{S}\left[(d_2+z)\ln\frac{a_2+\sqrt{a_2^2+(d_2+z)^2}}{a_1+\sqrt{a_1^2+(d_2+z)^2}}+(d_2-z)\ln\frac{a_2+\sqrt{a_2^2+(d_2-z)^2}}{a_1+\sqrt{a_1^2+(d_2-z)^2}}-\right.$$

$$\left.-(d_1+z)\ln\frac{a_2+\sqrt{a_2^2+(d_1+z)^2}}{a_1+\sqrt{a_1^2+(d_1+z)^2}}-(d_1-z)\ln\frac{a_2+\sqrt{a_2^2+(d_1-z)^2}}{a_1+\sqrt{a_1^2+(d_1-z)^2}}\right]$$

ar $S=(a_2-a_1)\,(d_2-d_1)$ (14)

Pentru puncte din zona centrală a planului xoz, componentele cîmpului se pot determina cu relațiile [1]

$$B_{xw}=F_{xw}\cdot 10^{-7}I \qquad (15)$$
$$B_{zw}=F_{zw}\cdot 10^{-7}I$$

unde

$$F_{xw}=\frac{x.z}{R^5}\left[-0{,}00719\,(31\xi^2-36\eta^2)+0{,}51792\,(4z^2-3x^2)+\ \ldots\ \right]$$

$$F_{zw}=\frac{4\pi.0{,}71553}{R}\left[1-\frac{\xi^2}{60R^2}+\frac{0{,}008}{R^4}\,(31\xi^2-36\eta^2)\,(2z^2-x^2)-\right. \qquad (16)$$

$$\left.-\frac{0{,}144}{R^4}\,(8z^4-24z^2x^2+3x^4)+\ \ldots\right]$$

iar

$$R=\frac{a_2+a_1}{2},\quad \xi=a_2-a_1,\qquad \eta=d_2-d_1.$$

Considerînd dimensiunile $R=0{,}5$ m, $d=0{,}25$ m, $\xi=0{,}04$ m și $\eta=0{,}02$ m, s-a calculat cîmpul magnetic pentru diferite variante ale numerelor N_l și N_s rezultatele fiind date parțial în tabela 2.

Tabelul 2

X [m]	Z [m]	F_z					F_{zw}	F_{gex}
0	0	17,9834	17,9816	17,9817	17,9815	17,9816	17,9813	17,9828
0	0,1	17,9517	17,9514	17,9514	17,9513	17,9514	17,9498	17,9518
0	0,2	17,5407	17,5430	17,5430	17,5429	17,5429	17,4574	17,5424
0	0,3	16,2051	16,2079	16,2079	16,2078	16,2078	15,3110	16,2078
0	0,4	13,8908	13,8916	13,8916	13,8915	13,8915	9,5216	13,8891
0	0,5	11,1365	11,1352	11,1352	11,1352	11,1352	−2,6948	11,1367
0,1	0,1	18,0355	18,0348	18,0348	18,0347	18,0347	18,036	—
0,2	0,2	18,7052	18,7113	18,7113	18,7111	18,7111	18,8563	—
0,2	0,4	14,3162	14,3159	14,3160	14,3159	14,3159	15,6837	—
0,4	0,4	13,2688	13,2333	13,2335	13,2335	13,2337	31,7832	—
N_s		1	8	8	32	32		
N		24	24	48	24	48		

Din rezultatele calculului se desprind următoarele concluzii:

— În puncte situate pe axa de simetrie a bobinelor, la toate variantele considerate, eroarea $\varepsilon_1 = \frac{F_z - F_{gex}}{F_{gex}} 100$ nu depășește valoarea de 0, 02%.

— Relațiile 16 sînt suficient de exacte numai pentru puncte situate în jurul originii.

Astfel eroarea $\varepsilon_2 = \frac{F_{zu} - F_z}{F_z}$ 100 rămîne sub valoarea 0,2% pentru $x \leqslant 0{,}2$ și $z = \leqslant 0{,}1 \left(\frac{x}{R} \leqslant 0{,}4 ; \frac{z}{d} \leqslant 0{,}4 \right)$. Pentru puncte situate la distanțe apropiate de R, eroarea ε_2 este foarte mare, fiind necesar ca în rel. 16 să se ia în considerare mai mulți termeni ai seriei.

4.2. Cîmpul magnetic al unei bare rectilinii parcursă de un curent.

S-a considerat o bară rectilinie de lungime mare parcursă de un curent uniform repartizat pe secțiunea ei dreptunghiulară. Prin abordarea acestei probleme, s-a urmărit să se estimeze numărul cît mai redus de spire de calcul necesare pentru o anumită precizie, în cazul unei bobine masive. Bara fiind rectilinie calculul se poate face în plan, dar programul elaborat nu se poate utiliza din cauza lungimii infinite a barei. Folosind însă aceeiași metodă de superpoziție, rezultatele obținute aici cu privire la erori se pot extrapola și pentru programul general de calcul.

Bara cu secțiunea dreptunghiulară din fig. 8 se descompune într-un număr N_s de bare elementare cu secțiunea $g_x \cdot g_y$ astfel încît $S = a \cdot b = N_s \cdot g_x \cdot g_y$.

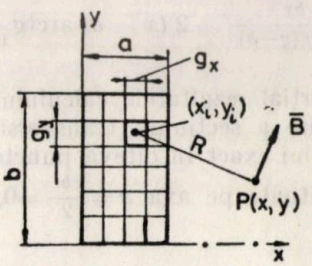


Fig. 8.

Inducția magnetică în punctul $P(x, y)$ dată de bara curentă (x_i, y_i) este

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi R . N_s} \tag{17}$$

unde I este curentul total din bară.

Componentele cîmpului după axele x și y sînt

$$B_x = \frac{2}{N_s} \frac{y_i - y}{(x - x_i)^2 + (x - y_i)^2} 10^{-7} I = F_x \cdot 10^{-7} I$$

$$B_y = \frac{2}{N_s} \cdot \frac{x - x_i}{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2} 10^{-7} I = F_y \cdot 10^{-7} I \tag{18}$$

Însumînd pentru cele N_s bare se obține cîmpul total

$$B_{xt}=\sum_{1}^{N_s} F_x \cdot 10^{-7} I = F_{xt} \cdot 10^{-7} I \tag{19}$$

$$B_{yt}=\sum_{1}^{N_s} F_y 10^{-7} I = F_{yt} \cdot 10^{-7} I$$

Expresia exactă a cîmpului se obține trecînd la limită pentru g_x și g_y foarte mici și rezultă

$$B_{x\,ex}=\frac{1}{a.b}\cdot \mathcal{F}_x\,(x,\ y)\cdot 10^{-7} I = F_{x\,ex}\cdot 10^{-7} I \tag{20}$$

$$B_{y\,ex}=\frac{1}{a.b}\,\mathcal{F}_y\,(x,\ y)\cdot 10^{-7} I = F_{y\,ex}\cdot 10^{-7} I$$

unde

$$\mathcal{F}_x\,(x,\ y)=(x-a)\ln\frac{(x-a)^2+y^2}{(x-a)^2+(y-b)^2}+x\ln\frac{x^2+(y-b)^2}{x^2+y^2}+$$

$$+2y\cdot\operatorname{arctg}\frac{-ay}{y^2+x\,(x-a)}+2\,(y-b)\ \operatorname{arctg}\frac{a\,(y-b)}{(y-b)^2+x\,(x-a)} \tag{21}$$

$$\mathcal{F}_y\,(x,\ y)=(y-b)\ln\frac{(x-a)^2+(y-b)^2}{x^2+(y-b)^2}+y\ln\frac{x^2+y^2}{(x-a)^2+y^2}+$$

$$+2x\operatorname{arctg}\frac{bx}{x^2+y\,(y-b)}+2\,(x-a)\operatorname{arctg}\frac{-b\,(x-a)}{(x-a)^2+y\,(y-b)}.$$

În tabela 3 se dau parțial rezultatele calculului aproximativ pentru mai multe variante de împărțire a secțiunii transversale a unei bare patrate ($0{,}4\times 0{,}4$ m^2) și ale calculului exact în cîteva puncte din exteriorul barei parcursă de curent, puncte situate pe axa $y=\frac{b}{2}=0{,}2$ m.

Tabela 3

y m	x m	F_y						$F_{y\,ex}$
0,2	0,4	10,000	8,3336	8,4970	8,5296	8,5514	8,5785	8,6600
0,2	0,401	9,9502	8,3250	8,4879	8,5203	8,5418	9,5684	8,6324
0,2	0,402	9,9009	8,3155	8,4769	8,5085	8 5293	8,5547	8,6049
0,2	0,403	9,8522	8,3051	8,4641	8,4947	8,5146	8,5383	8,5774
0,2	0,405	9,7561	8,2816	8,4342	8,4621	8,479	8,499	8,5229
0,2	0,41	9,5238	8,2105	8,3404	8,3602			8,3882
0,2	0,415	9,3023	8,1254	8,2305				8,2561
0,2	0,425	8,8888	7 9290	7,9921				7,9995
0,2	0,44	8,3333						7,6332
0,2	0,48	7,1428						6,7634
0,2	0,55	5,7142						5,5710
0,2	0,70	4,0000						3,9735
N_s		1	16	64	100	144	256	

Din analiza rezultatelor prezentate parțial în tabela 2 se constată că se obține o eroare $\varepsilon = \frac{F_y - F_{y,x}}{F_{y\,ex}}\ 100 < 1\%$ pentru puncte situate la distanța

$$d_p = x - a \geq \sqrt{g_x g_y / N_s} \tag{22}$$

Pentru puncte situate chiar pe suprafața laturii de bobină ($d_p = 0$), calculul este suficient de exact ($\varepsilon < 1{,}5\%$) pentru $N_s > 100$.

De aici rezultă recomandarea că atunci cînd numărul punctelor în care se calculează cîmpul este mare, calculul să se facă separat pentru punctele foarte apripiate de bară (cînd N_s se ia mare) și separat pentru punctele situate la distanțe d_p comparabile cu grosimea barei (cînd N_s ia valori mici pentru aceeași precizie).

Concluziile obținute pentru bara de lungime mare se pot extrapola pentru o bobină formată din mai multe laturi rectilinii de lungime finită dacă aceasta se descompune în spire elementare astfel încît latura cea mai apropiată de punctul de calcul să respecte condițiile referitoare la precizie. În acest caz, contribuția celorlalte laturi situate la distanțe mai mari va fi determinată cu o precizie și mai bună.

5. **Concluzii.** Programul elaborat permite calculul cîmpului magnetic al unei bobine cu formă oarecare. Este evident faptul că utilizarea lui este mai avantajoasă pentru configurații cu laturi de bobină de formă rectilinie, caz în care scade timpul de calcul (N_l rezultă mic), iar soluția aproximativă poate deveni chiar exactă.

Programul nu poate fi folosit dacă nu se cunoaște repartiția de curent pe secțiunea transversală a bobinei, ca de exemplu în regim variabil cu luarea în considerare a efectului pelicular.

Dacă se pune problema calculului cîmpului magnetic în interiorul laturii de bobină există două posibilități de descompunere în spire elementare și anume:

— punctul în care se calculează cîmpul să se situeze între două laturi de spiră

— acest punct să fie pe axa secțiunii transversale a laturii de spiră.

În ultimul caz latura respectivă trebuie eliminată din calcul (deoarece $R = 0$, iar cîmpul corespunzător ei este nul în axa laturii de spiră). Programul de calcul se poate aplica în ambele situații, dar se recomandă a doua variantă, caz în care numărul de spire N_s rezultă mai mic, avînd în vedere că $d_p \geq g/2$, unde g este cel mai mic dintre g_x și g_y.

BIBLIOGRAFIE

[1] W. Ulrich, „Măsurări electrice industriale" Ed. Tehnică, 1969.

[2] H. Brechna, „Superconducting Magnet Systems" Springer Verlag, 1973

MAGNETIC FIELD CALCULATION OF ARBITRARY SHAPE COIL

ABSTRACT

This paper contents a computer program for magnetic field of arbitrary shape coil situated in a linear, homogeneous and izotropic magnetic region. Indications in conection with computational time and accuarcy are presented.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

PERMEANŢA CRESTĂTURII SEMICIRCULARE

DE

I. FETIŢĂ

1. **Formularea problemei.** Se consideră un conductor masiv semicilindric, parcurs de un curent continuu i, plasat într-o crestătură de aceeaşi formă efectuată într-un material feromagnetic. Sistemul are secţiunea transversală prezentată în fig. 1, lungimea lui în direcţia densităţii de curent J, fiind 1. Materialul feromagnetic are permeabilitatea relativă $\mu_r \gg 1$, (practic infinită) şi conductivitatea în direcţie longitudinală $\sigma_z = 0$, z fiind direcţia lui J.

Conductorul are conductivitatea σ, constantă în oricare punct şi o permeabilitate, μ, aproximativ egală cu cea a vidului ($\mu \approx \mu_0$). Mediile sînt liniare sub aspect electromagnetic.

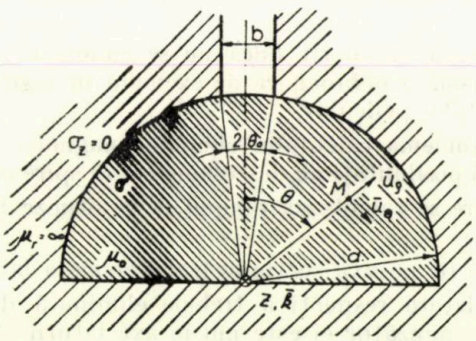


Fig. 1.

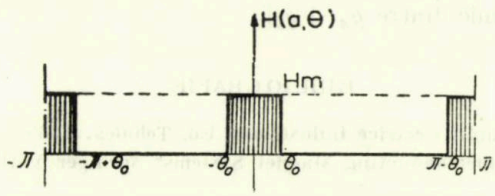


Fig. 2.

În condiţiile admise, cîmpul magnetic care se stabileşte în crestătură, la alimentarea conductorului cu un curent de intensitate i, este plan-paralel, vectorul potenţial A avînd o singură componentă spaţială :

$$\bar{A} = A_z \bar{k}, \tag{1.1}$$

$\bar{k}$ fiind versorul axei z a sistemului triortogonal cilindric (ρ, θ, z).

Inducția magnetică și intensitatea cîmpului magnetic se calculează din $\bar{A}$ cu expresiile :

$$\bar{B}=\mu\bar{H}=\text{rot}\,\bar{A}=\text{grad}\,A_z\times\bar{k} \tag{1.2}$$

Din teorema lui Ampère, cu (1.2), rezultă următoarea ecuație diferențială cu derivate parțiale pe care o satisface A_z :

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial\rho^2}+\frac{1}{\rho}\frac{\partial A_z}{\partial\rho}+\frac{1}{\rho^2}\frac{\partial^2 A_z}{\partial\theta^2}=-\mu J \tag{1.3}$$

$\bar{J}$ fiind coliniar cu $\bar{k}$:

$$\bar{J}=J\bar{k}\,;\quad J(\rho,\,\theta)=\text{constant}. \tag{1.4}$$

Pentru obținerea inductivității interne se rezolvă ecuația (1.3), se calculează apoi energia magnetică, W_{mi}, corespunzătoare interiorului crestăturii, din care se determină inductivitatea, L_i, respectiv permeanța Δ_i :

$$\Delta_i=L_i=\frac{2W_{mi}}{i^2}\,. \tag{1.5}$$

2. **Integrarea ecuației** (1.3). Aflarea soluției A_z, care satisface ecuația (1.3), presupune cunoașterea condițiilor de frontieră, care pentru problema dată sînt de tip Neumann.

Observînd că baza crestăturii poate fi închipuită ca suprafață de simetrie (pe care componenta radială, a lui $\bar{H}$, $H_\rho\left(\rho,\,\pm\frac{\pi}{2}\right)=0$), într-o crestătură circulară cu două istmuri de lățime b, simetrice față de planul yoz, în care este plasat un conductor cilindric circular de rază a, alimentat cu un curent $i'=2i$, condițiile de frontieră se pot formula astfel :

$$H(a,\,0)=-\frac{1}{\mu}\frac{\partial A_z}{\partial\rho}\bigg|_{\rho=a}=\begin{cases}\dfrac{i}{2\theta_0 a}\ \text{pentru}\ -\theta_0\leqslant\theta\leqslant\theta_0\ \text{și}\\ \qquad\pi-\theta_0\leqslant\theta\leqslant\pi+\theta_0\,; & (2.1)\\ 0,\ \text{pentru restul periferiei}\ 2\pi a. & (2.2)\end{cases}$$

Condiția (2.1) este corect formulată în măsura în care $b\cong 2\theta_0 a$. respectiv

$$\sin\theta_0\cong\theta_0 \tag{2.3}$$

Aproximarea (2.3) este acceptabilă cu erori mai mici decît 1% pentru valori ale lui θ_0 mai mici de 10,4 . Pentru unghiuri $\theta_0<20$ erorile de aproximare a corzilor b cu arcele $2\theta_0 a$ sînt mai mici decît 0,5% .

Soluția A_z se deduce cu condițiile (2.1) și (2.2), ($\mu_r=\infty$), admițînd deci aproximarea (2.3), cu alte cuvinte considerînd că pe lățimi ale istmului suficient de mici, tensiunea magnetică pe periferia conductorului (pentru $-\theta_0\leqslant\theta\leqslant\theta_0$) se repartizează uniform, intensitatea cîmpului magnetic avînd valoarea constantă și egală cu cea din istm (fig. 2). A_z se poate scrie sub forma :

$$A_z=A_g+A_p \tag{2.4}$$

în care A_p este o soluție particulară a ecuației (1.3), care se poate alege de forma :

$$A_p = F'_2 \rho^2 \tag{2.5}$$

iar A_g reprezintă soluția generală a ecuației omogene :

$$\frac{\partial^2 A_g}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho}\frac{\partial A_g}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2}\frac{\partial^2 A_g}{\partial \theta^2} = 0 \tag{2.6}$$

Aplicînd metoda separării variabilelor și ținînd seama de periodicitatea și paritatea lui A_z în raport cu θ precum și de faptul că pentru $\rho = 0$, B, respectiv H, au valorile nule, A_g primește forma :

$$A_g(\rho, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \rho^n \cos n\theta \tag{2.7}$$

Dezvoltînd condițiile de frontieră în serie Fourirer, rezultă :

$$H(a, \theta) = \frac{2H_m}{\pi}\left(\theta_0 + 2\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin 2k\theta_0}{2k}\cos 2k\theta\right). \tag{2.8}$$

Pe de altă parte, ținînd seama de (1.2), $H(a, \theta)$ se poate calcula din A_z

$$H(a, \theta) = -\frac{1}{\mu}\left.\frac{\partial A_z}{\partial \rho}\right|_{\rho=a} \tag{2.9}$$

respectiv

$$H(a, \theta) = -\frac{1}{\mu}(2aF'_2 + \sum_{n=1}^{\infty} a^{n-1} n F_n \cos n\theta) \tag{2.10}$$

Din identificarea expresiilor (2.8) și (2.10) rezultă :

$$F'_2 = -\frac{\mu\theta_0}{\pi a} H_m$$

$$F_{2k-1} = 0 \; ; \quad k = 1, 2, \ldots \tag{2.11}$$

$$F_{2k} = -\frac{4\mu}{\pi a^{2k-1}} \frac{\sin 2k\theta_0}{(2k)^2} H_m$$

valoarea lui H_m fiind :

$$H_m = \frac{i}{2\theta_0 a} \tag{2.12}$$

Expresia soluției A_z primește forma :

$$A_z = -\frac{\mu_i}{\theta_0}\left[\frac{\theta_0}{2}\left(\frac{\rho}{a}\right)^2 + \sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin 2k\theta_0}{(2k)^2}\left(\frac{\rho}{a}\right)^{2k}\cos 2k\theta\right] \tag{2.13}$$

3. **Inductivitatea internă și permeanța.** Pentru a evita integrarea pătratului unei serii pe volumul v_c al crestăturii,

$$L_i = \frac{1}{i^2} \int_{v_c} \bar{B} \cdot \bar{H} \, dv_c, \tag{3.1}$$

se dezvoltă produsul $\bar{B} \cdot \bar{H}$:

$$\bar{B} \cdot \bar{H} = \bar{H} \cdot \text{rot } \bar{A} = \bar{A} \cdot \text{rot } \bar{H} + \text{div } (\bar{A} \times \bar{H}) = AzJ + \text{div } (\bar{A} \times \bar{H}) \tag{3.2}$$

Cu (3.2), expresia (3.1) se mai poate scrie :

$$L_i = \frac{1}{i^2} \left[\int_{v_c} A_z J dv_c + \oint_{\Sigma_c} (\bar{A}_z \times \bar{H}) \cdot \bar{d}\bar{s}_c \right] \tag{3.3}$$

în care ds este elementul de arie pe suprafața cilindrică $\sum_c$ care delimitează conductorul pe lungimea l

$$\bar{d}\bar{s}_c = \bar{n} \, ds_c$$

$\bar{n}$ fiind normala exterioară la $\sum_c$.

Cu observația că pe suprafața laterală a conductorului

$$(\bar{A}_z \times \bar{H}) \cdot \bar{n} = -A_z H \, (a, \, \theta), \tag{3.4}$$

iar la capetele lui $\sum_c$

$$(\bar{A}_z \times \bar{H}) \cdot \bar{n} = 0, \tag{3.5}$$

(3.3) primește forma :

$$L_i = \frac{1}{i^2} \left[J \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_0^a A_z \rho d\rho d\theta - \frac{i}{2\theta_0} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} A_z d\theta \right] = \frac{\mu l}{\pi} \left[\frac{1}{4} + \frac{2}{\theta_0^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin^2 2k\theta_0}{(2k)^3} \right]. \tag{3.6}$$

Cu (2.3), expresia lui L_i se mai poate exprima :

$$L_i = \frac{\mu l}{\pi} \left[\frac{1}{4} + \left(\frac{a}{b} \right)^2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin^2 \left(\frac{b}{a} \right)}{k^3} \right] \tag{3.7}$$

În condițiile (2.3) seria din (3.7) se poate exprima astfel, [1]:

$$\sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin^2 \left(k \frac{b}{a} \right)}{k^3} = -\frac{1}{2} \left[\frac{\ln \left(2 \frac{b}{a} \right)}{2} - \frac{3}{4} \right] \left(2 \frac{b}{a} \right)^2 \tag{3.8}$$

și ca urmare

$$L_i = \Lambda_i = \frac{\mu l}{\pi} \left(1{,}057 - \ln \frac{b}{a} \right). \tag{3.9}$$

Este evident faptul că dacă în crestătură ar fi plasată latura unei bobine cu N spire, ținînd seama de (2.12) în care se înlocuiește i cu Ni și de (3.1), expresia inductivității de dispersie va fi :

$$L_i = N^2 \Lambda_i \tag{3.10}$$

Permeanța specifică a crestăturii are expresia :

$$\lambda_i = \frac{L_i}{\mu l N^2} = 0{,}336 - 0{,}318 \ln \frac{b}{a} \tag{3.11}$$

În [2] este prezentată pentru λ_i expresia

$$\lambda_i = \frac{1{,}2}{1 + \frac{b}{a}}, \tag{3.12}$$

iar în [3]:

$$\lambda_i = \frac{1}{2} \arcsin \sqrt{1 - 0{,}25 \left(\frac{b}{a}\right)^2}. \tag{3.13}$$

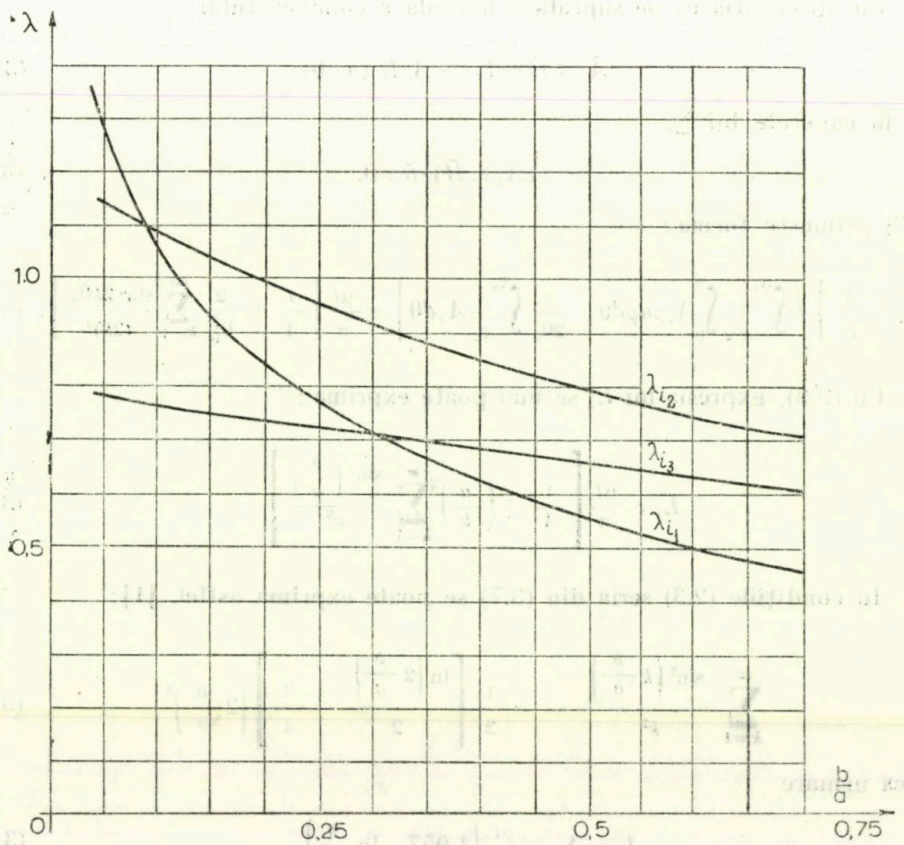


Fig. 3.

Valorile obținute cu formulele (3.11), (3.12), (3.13), s-au reprezentat în funcție de raportul $\left(\frac{b}{a}\right)$ prin graficele notate cu λ_{i1}, λ_{i2}, λ_{i3}, în fig. 3. Rezultatele date de expresia λ_i care rezultă din (3.9) se confundă practic cu cele date de λ_{i1}.

4. **Concluzii.** Integrînd ecuația lui Poisson satisfăcută de potențialul vector, s-a stabilit o formulă simplă de calcul a inductivității, respectiv a permeanței de dispersie, a crestăturii semicirculare, trasîndu-se grafic dependența permeanței specifice în funcție de raportul dintre deschiderea istmului de aer lacrestăturii și raza acesteia.

Compararea rezultatelor obținute cu cele date de formulele utilizate în proiectare, dă diferența de pînă la 20% (comparativ cu curba din [3]), și de 50% (comparativ cu expresia din [2]) pentru domeniul uzual de variație a raportului $\frac{b}{a} = (0{,}5-0{,}7)$.

Apariția acestor diferențe se explică prin faptul că formulele din [2] și [3] sînt obținute cu aproximații grosiere în raport cu cele impuse de ipotezele simplificatoare admise în lucrare la integrarea ecuației care descrie cîmpul magnetic.

BIBLIOGRAFIE

[1] Țugulea A., Reactanța de dispersie și rezistența în curent alternativ a laturilor de bobină situate în crestături eliptice, st. cerc. energ. electr. Tom 16 nr. 2 p. 221—235, București, 1966.

[2] Schuisky W., Rascet electriceskih mașin, Energhia, Moscova, 1968.

[3] Viorel I. A., Influența formei crestăturilor, numărului crestăturilor și a repartiției înfășurărilor asupra parametrilor mașinii de inducție și considerarea acestora în studiul funcționării mașinii, (Rezumatul tezei de doctorat), 1978.

L'INDUCTIVITÉ DE L'ENCOCHE SEMICIRCULAIRE

RÉSUMÉ

On détermine l'inductivité interne de dispersion en c.c., pour l'encoche semicirculaire, par l'integration des equations du champs, en admetant que l'encoche est occupée, par un conducteur massif parcouru d'un courent électrique invariable.

On compare les expressions obtenues avec celles données de la litterature technique et on indique le domaine de variation du rapport entre le largeur de l'istme d'air et du rayon de l'encoche, ainsi que les ipothèses du calcule soit acceptable.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 2—1979

UTILIZAREA METODEI CORELAŢIEI LA CALCULUL REGIMULUI TRANZITORIU ÎN SISTEME LINIARE SUPUSE UNOR EXCITAŢII DETERMINISTE

DE
S. IONEL

1. **Introducere.** Metodele deterministe de calcul a regimului tranzitoriu [1], nu sînt aplicabile problemelor în care intervine caracterul aleator. În aceste cazuri, se utilizează ecuaţii diferenţiale stochastice care, se împart în trei clase, după modul în care intervine caracterul statistic : prin condiţiile iniţiale aleatoare, prin semnalele de intrare aleatoare sau prin parametrii aleatori ai sistemului [2]. Din euaţiile diferenţiale stochastice se obţin ecuaţiile pentru valori medii (în cadrul metodei corelaţiei interesează mediile statistice de ordinele unu şi doi) care, se rezolvă apoi fie direct în domeniul timpului [3] fie utilizînd metode operaţionale [4, 5, 6].

În literatură nu se tratează prin metoda corelaţiei regimurile tranzitorii provocate de semnale deterministe conectate la momentul $t=0$ la intrarea sistemelor ; motivul este că aceste semnale se consideră complet specificate ca funcţii de timp şi prin urmare tratarea statistică nu mai prezintă interes practic. Totuşi, din punct de vedere teoretic este deosebit de util să se evidenţieze posibilitatea pe care metoda corelaţiei o oferă de a trata unitar regimurile tranzitorii, indiferent dacă acestea sînt provocate de semnale deterministe sau aleatoare. În plus, contrar formulării uzuale a problemelor de regim tranzitoriu, imprevizibilul intervine printr-un număr finit de parametri şi în cazul semnalelor deterministe [7, 8] ; această împrejurare face ca din punct de vedere formal, calculul prin metoda corelaţiei a regimurilor tranzitorii provocate de semnale deterministe să prezinte asemănări cu studiul sistemelor cu condiţii iniţiale aleatoare [9] deşi, ca semnificaţie fizică cele două tipuri de probleme diferă net.

Scopul lucrării este de a ilustra posibilitatea extinderii domeniului de utilizare a metodei corelaţiei relativ la calculul regimului tranzitoriu, astfel încît, pe lîngă problemele abordate în literatură să se includă şi cazul semnalelor de excitaţie deterministe.

2. **Calculul statistic al funcţiilor de autocorelaţie şi a valorilor medii la intrare şi la ieşire.** Pentru calculul funcţiei de autocorelaţie (FAC) a semnalului de ieşire $y(t)$ a unui sistem liniar cînd la intrare se aplică semnalul determinist $x(t)$, trebuie parcurse două etape. În prima, pe baza expresiei analitice a semnalului de intrare se calculează FAC statistică a acestuia ; pasul menţionat nu intervine în cazul semnalelor de intrare aleatoare, cînd FAC se consideră dată. Etapa a doua presupune determinarea FAC statistică a semnalului de ieşire în raport cu FAC a semnalului $x(t)$ şi cu ecuaţia diferenţială a sistemului.

Dacă amplitudinile semnalului $x(t)$ la momentele $t_1 \geqslant 0$ și $t_2 \geqslant 0$ se consideră ca variabile aleatoare X_1 (cu valoarea curentă x_1) și respectiv X_2 (cu valoarea curentă x_2), FAC statistică corespunzătoare intrării are expresia

$$R_{X_1X_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 \cdot f_{X_1X_2}(x_1, x_2)\, dx_1 dx_2 \tag{1}$$

în care $f_{X_1X_2}(x_1, x_2)$ — densitatea de probabilitate mutuală a variabilelor X_1 și X_2 — se evaluează cu formula [10]

$$f_{X_1X_2}(x_1, x_2) = f_{X_1}(x_1) \cdot f_{X_2}(x_2 \mid X_1 = x_1) \tag{2}$$

În relația (2), $f_{X_1}(x_1)$ reprezintă densitatea de probabilitate a variabilei aleatoare X_1 iar $f_{X_2}(x_2 \mid X_1 = x_1)$ este densitatea de probabilitate a variabilei X_2 condiționată de X_1. Trebuie subliniat că din cauza relației de legătură care există între x_1 și x_2, $f_{X_1X_2}(x_1, x_2)$ este o funcție generalizată (distribuție) concentrată pe o curbă în planul (x_1, x_2) sau într-un punct (în cazul particular al unui semnal $x(t) = \text{constant}$). În consecință, deși funcția infinit derivabilă $\varphi(x_1, x_2) = x_1 x_2$ nu este cu suport compact, are sens să se privească FAC conform relației (1) ca valoarea distribuției $f_{X_1X_2}(x_1, x_2)$ în funcția $\varphi(x_1, x_2)$ [11].

Pentru a particulariza relațiile (1) și (2) la cazul unui semnal de intrare constant $x(t) = U$, avem în vedere că

$$f_{X_1}(x_1) = \delta(x_1 - U),\ f_{X_2}(x_2 \mid X_1 = x_1) = \delta(x_2 - U) \tag{3}$$

Simbolul δ este utilizat pentru distribuția lui Dirac. Rezultă,

$$f_{X_1X_2}(x_1, x_2) = \delta(x_1 - U) \times \delta(x_2 - U) = \delta(x_1 - U,\ x_2 - U) \tag{4}$$

și

$$R X_1X_2(\tau) = \langle \delta(x_1 - U,\ x_2 - U),\ x_1 x_2 \rangle = U^2 \tag{5}$$

În cazul unui semnal de intrare sinusoidal, $x(t) = \cos(\omega t_1 + \varphi)$, mărimile X_1 și X_2 sînt efectiv variabile aleatoare, din cauza caracterului imprevizibil al fazei inițiale φ. Între valorile curente

$$x_1 = \cos(\omega t_1 + \varphi)$$

$$x_2 = \cos(\omega t_1 + \varphi + \omega\tau);\ \tau = t_2 - t_1$$

există relația

$$\frac{x_1^2}{\sin^2 \omega\tau} + \frac{x_2^2}{\sin^2 \omega\tau} - 2x_1 x_2 \frac{\cos \omega\tau}{\sin^2 \omega\tau} = 1 \tag{6}$$

Ecuația (5) reprezintă o elipsă nedecompozabilă, centrată în originea $x_1 = 0$, $x_2 = 0$ și având coeficientul de compresie [12], $k = \operatorname{ctg}(\omega\tau/2)$.

Densitatea de probabilitate $f_{X_1X_2}(x_1, x_2)$ este, în cazul semnalului sinusoidal o distribuție concentrată pe elipsa de ecuație (6). Pentru aplicarea formulelor (1) și (2) este necesar să se exprime densitățile de probabilitate $f_{X_1}(x_1)$ și $f_{X_2}(x_2 \mid X_1 = x_1)$ privind pe X_1 și X_2 ca funcții de variabila aleatoare Φ a

cărei densitate de probabilitate $f_\Phi(\varphi)$, este identic nulă în afara intervalului $[-\pi, \pi)$. Se obține

$$f_{X_2}(x_2 \mid X_1 = x_1) = \begin{cases} \int_{-\pi}^{0} f_\Phi(\varphi)\, d\varphi & \text{pentru } x_2 = x_{2a} \\ \int_{0}^{\pi} f_\Phi(\varphi)\, d\varphi & \text{pentru } x_2 = x_{2b} \\ 0 & \text{în rest} \end{cases} \tag{7}$$

în care x_{2a} și x_{2b} sînt rădăcinile ecuației (6),

$$x_{2a,\,b} = x_1 \cos \omega\tau \pm \sqrt{1-x_1^2} \cdot \sin \omega\tau$$

Altfel scris, $f_{X_2}(x_2 \mid X_1 = x_1)$ este suma a două distribuții singulare,

$$f_{X_2}(x_2 \mid X_1 = x_1) = \delta(x_2 - x_{2a}) \cdot \int_{-\pi}^{0} f_\Phi(\varphi)\, d\varphi + \delta(x_2 - x_{2b}) \cdot \int_{0}^{\pi} f_\Phi(\varphi)\, d\varphi \tag{8}$$

Este interesant să se detalieze situațiile extreme corespunzătoare unor entropii maximă (fază uniform distribuită) și minimă (fază perfect controlabilă, $\varphi = \varphi_0$) [9]. În primul caz formula (8) devine

$$f_{X_2}(x_2 \mid X_1 = x_1) = \frac{1}{2} \cdot \delta(x_2 - x_{2a}) + \frac{1}{2} \cdot \delta(x_2 - x_{2b}) \tag{9}$$

iar în al doilea

$$f_{X_2}(x_2 \mid X_1 = x_1) = \delta(x_2 - x_{2a}) \qquad \text{dacă} \quad \varphi_0 < 0 \tag{10 a}$$

și respectiv

$$f_{X_2}(x_2 \mid X_1 = x_1) = \delta(x_2 - x_{2b}) \qquad \text{dacă} \quad \varphi_0 > 0 \tag{10 b}$$

Pe de altă parte, după [10, 13], în cazul lui $f_\Phi(\varphi)$ uniformă în intervalul $[-\pi, \pi)$ rezultă

$$f_{X_1}(x_1) = \begin{cases} \dfrac{1}{\pi\sqrt{1-x_1^2}} & \text{pentru } |x_1| \leqslant 1 \\ 0 & \text{în rest} \end{cases} \tag{11}$$

iar dacă

$$f_\Phi(\varphi) = \delta(\varphi - \varphi_0), \quad \varphi_0 \in [-\pi, \pi)$$

se capătă

$$f_{X_1}(x_1) = \delta(x_1 - x_1^0), \quad x_1^0 = \cos(\omega t_1 + \varphi_0) \tag{12}$$

Dacă se interpretează relațiile (1) și (2) în sensul teoriei funcțiilor generalizate, luarea în considerare a relațiilor (9) și (11) conduce la *FAC* statistică corespunzătoare distribuției uniforme a fazei

$$R_{X_1 X_2}(\tau) = \langle f_{X_1}(x_1) \times f_{X_2}(x_2 \mid X_1 = x_1),\ x_1 x_2 \rangle = A + B$$

unde

$$A = < \frac{1}{\pi \sqrt{1-x_1^2}} \times \frac{1}{2} \delta (x_2 - x_{2a}),\ x_1 x_2 > =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi \sqrt{1-x_1^2}} (x_1^2 \cos \omega\tau + x_1 \sqrt{1-x_1^2} \cdot \sin \omega\tau)\ dx_1 =$$

$$= \frac{\cos \omega\tau}{2\pi} \int_{-1}^{1} \frac{x_1^2}{\sqrt{1-x_1^2}}\, dx_1 + \frac{\sin \omega\tau}{2\pi} \int_{-1}^{1} x_1\, dx_1$$

Similar,

$$B = \frac{\cos \omega\tau}{2\pi} \int_{-1}^{1} \frac{x_1^2}{\sqrt{1-x_1^2}}\, dx_1 - \frac{\sin \omega\tau}{2\pi} \int_{-1}^{1} x_1 dx_1.$$

În final, rezultă

$$R_{X_1 X^a}(\tau) = \frac{\cos \omega\tau}{2}. \qquad (13)$$

Analog se procedează și în cazul unei faze inițiale perfect controlabilă. De pildă, pentru $\varphi_0 < 0$, ținînd seama de relațiile (1), (2), (10 a) și (12) rezultă

$$R_{x_1 x_2}^{\varphi_0}(\tau; t_1) = < \delta (x_1 - x_1^0) \times \delta (x_2 - x_{2a}),\ x_1 x_2 > =$$

$$< \delta (x_1 - x_1^0), < \delta (x_2 - x_{2a}),\ x_1 x_2 >> = x_1^0 (x_1^0 \cdot \cos \omega\tau + \sin \omega\tau \cdot \sqrt{1 - (x_1^0)^2}) =$$

$$= \cos (\omega t_1 + \varphi_0) \cdot \cos (\omega\tau - \omega t_1 - \varphi_0) \qquad (14)$$

În continuare, se consideră că semnalul $x(t)$ este supus unei transformări liniare descrisă prin ecuația diferențială

$$\frac{dy(t)}{dt} + ay(t) = ax(t);\ y(0) = 0,\ a = 1/RC \qquad (15)$$

Ca interpretare fizică, $x(t)$ este tensiunea aplicată la intrarea unui circuit RC trece jos aflat în condiții inițiale nule iar mărimea de ieșire $y(t)$ este tensiunea pe condensator. După metoda prezentată în [6] se poate scrie

$$R_{Y_1 Y_2}(s_1, s_2) = \frac{a^2}{(s_1 + a)(s_2 + a)} \cdot R_{X_1 X_2}(s_1, s_2) \qquad (16)$$

în care $R_{X_1 X_2}(s_1, s_2)$ și $R_{Y_1 Y_2}(s_1, s_2)$ sînt transformatele Laplace ale FAC statistice la intrare și respectiv la ieșire. Variabilele complexe s_1 și s_2 corespund variabilelor temporale t_1 și t_2.

Ţinînd seama că în (13) $\tau = t_2 - t_1$, prin efectuarea transformatei Laplace duble se obţine

$$R_{X_1X_2}^{\sqcap\sqcap}(s_1, s_2) = \frac{1}{2} \cdot \frac{s_1 s_2 + \omega^2}{(s_1^2 + \omega^2)(s_2^2 + \omega^2)}. \tag{17}$$

Se înlocuieşte (17) în (16), după care, prin efectuarea transformării Laplace inverse rezultă FAC ce descrie regimul tranzitoriu al mărimii de ieşire $y(t)$ cînd la intrare acţionează un semnal sinusoidal $x(t)$ cu faza iniţială uniform distribuită în intervalul $[-\pi, \pi)$,

$$R_{Y_1Y_2}^{\sqcap\sqcap}(t_1, t_2) = K(exp(-at_1 - at_2) - exp(-at_2) \cdot \cos \omega t_1 -$$

$$- exp(-at_1) \cdot \cos \omega t_2 + \cos \omega \tau); \; t_1 \geqslant 0, \; t_2 \geqslant 0 \tag{18}$$

în care

$$K = \frac{a^2}{2} \cdot \frac{1}{\omega^2 + a^2}. \tag{19}$$

Similar, în cazul că tensiunea $x(t)$ este constantă, în baza relaţiei (5) rezultă

$$R_{\overline{X_1X_2}}(s_1, s_2) = \frac{U^2}{s_1 \cdot s_2} \tag{20}$$

şi apoi,

$$R_{\overline{Y_1Y_2}}(t_1, t_2) = U^2 [1 - exp(-at_1) - exp(-at_2) + exp(-at_1 - at_2)]; \tag{21}$$

$$t_1 \geqslant 0, \; t_2 \geqslant 0.$$

$R_{\overline{Y_1Y_2}}(t_1, t_2)$ descrie regimul tranzitoriu al mărimii de ieşire provocat de conectarea tensiunii $x(t) = U$ la momentul $t = 0$.

Ecuaţia pentru valori medii statistice corespunzătoare transformării (15) este

$$\frac{dm_Y(t)}{dt} + am_Y(t) = am_X(t) \tag{22}$$

cu condiţiile iniţiale $m_X(0) = 0$ şi $m_Y(0) = 0$. Media statistică a semnalului de intrare, $m_X(t)$, se calculează cu formula

$$m_X(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x \cdot f_X(x) \, dx \tag{23}$$

în care densitatea de probabilitate $f_X(x)$ a variabilei aleatoare $X \equiv X_1$ depinde în general de timpul $t \equiv t_1$. În particular, pentru $x(t) = U$, ţinînd seama de (3) se capătă

$$m_X(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x \cdot \delta(x - U) \, dx = U \tag{24}$$

Se înlocuieşte (24) în (22) şi rezultă valoarea medie a semnalului de ieşire,

$$m_Y(t) = U[1 - exp(-at)] \tag{25}$$

În cazul semnalului de intrare sinusoidal, dacă faza este perfect controlabilă, cu formulele (12) și (23) se obține

$$m_X(t)=\int_{-\infty}^{\infty} x\cdot\delta(x-x^0)\,dx=\cos(\omega t+\varphi_0) \tag{26}$$

și apoi,

$$m_Y(t)=K_1\cdot\sin(\omega t+\varphi_0+\psi)-\frac{K_1}{RC}\cdot\sin(\varphi_0+\psi)\cdot exp\,(-at) \tag{27}$$

în care

$$K_1=1/\sqrt{1+(\omega/a)^2}$$

$$=arctan\,(a/\omega)$$

Dacă semnalul sinusoidal $x(t)$ are faza uniform distribuită, cu relațiile (11) și (23) se obține

$$m_X(t)=\int_{-\infty}^{\infty} x\cdot\frac{1}{\pi\sqrt{1-x^2}}\,dx=0$$

și în consecință,

$$m_Y(t)=0. \tag{28}$$

3. **Interpretarea rezultatelor de calcul.** Se constată, că, din punct de vedere statistic, semnalul de intrare sinusoidal, cu fază inițială uniform distribuită reprezintă un proces stochastic staționar. Într-adevăr, conform relației (13), *FAC* depinde în acest caz, numai de τ. Semnalul de intrare constant poate fi de asemenea, interpretat ca un proces stochastic staționar (degenerat); *FAC* cu expresia (5) este independentă și de τ. Dimpotrivă, dacă faza semnalului sinusoidal este perfect controlabilă, *FAC* corespunzătoare, (14), depinde pe lîngă τ și de momentul t_1, adică, mărimea de intrare poate fi interpretată ca un proces stochastic nestaționar.

Procesele aleatoare evidențiate mai sus ca staționare sînt și ergodice, în baza faptului, ușor de verificat, că *FAC* temporale au aceleași expresii cu *FAC* statistice.

Tot din expresiile funcțiilor de autocorelație se poate constata că dacă la intrarea sistemului stabil descris de ecuația (15) acționează un proces staționar, procesul de ieșire este asimptotic staționar. Astfel, din (18), trecînd la limită pentru $t_1\to\infty$, $t_2\to\infty$ și păstrînd τ finit, se obține *FAC* a mărimii de ieșire în regim permanent,

$$R_{X_1X_2}(\tau)=K\cos\omega\tau \tag{29}$$

Din expresia (19) a coeficientului K rezultă pentru $\omega<a$, $K\cong\frac{1}{2}$ astfel încît, avînd în vedere formulele (13) și (29) se poate scrie

$$R_{Y_1X_2}(\tau)\cong R_{Y_1Y_2}(\tau);\quad \omega<a \tag{30}$$

Similar, prin trecere la limită în relația (21) se obține FAC corespunzătoare regimului permanent care se stabilește după un timp suficient de la conectarea semnalului de intrare $x(t)=U$

$$R_{\overline{Y_1Y_2}}(\tau)=U \tag{31}$$

Din (5) și (31) rezultă egalitatea

$$R_{\overline{X_1X_2}}(\tau)=R_{\overline{Y_1Y_2}}(\tau) \tag{32}$$

Relațiile (32) și (30) exprimă faptul binecunoscut că mărimea de ieșire a unui sistem stabil descris de (15) reproduce în regim permanent mărimea de intrare constantă și respectiv sinusoidală (dacă $\omega<a$).

În legătură cu regimul tranzitoruu al valorilor medii se remarcă faptul că în cazul semnalelor de intrare perfect determinate valorile medii (23) și (26) coincid cu însăși semnalele. Observația rămîne valabilă și pentru mărimile de ieșire. În aceste cazuri, regimul tranzitoriu în înțeles obișnuit, coincide cu regimul tranzitoriu al valorilor medii.

Este interesant să se analizeze comparativ rezultatele calculului statistic al regimurilor tranzitorii provocate de un semnal de intrare constant și respectiv sinusoidal. Descrierea prin FAC (21) a regimului tranzitoru provocat de semnalul $x(t)$=constant este o alternativă la descrierea (25) cu ajutorul valorii medii ; în tot cazul, ultima modalitate oferă o reprezentare completă, identică cu regimul tranzitoriu al mărimii de ieșire propriu-zise. Spre deosebire de semnalul constant, mărimea de intrare sinusoidală prezintă o nedeterminare introdusă prin faza inițială. Descrierea regimului tranzitoriu prin expresia (27), echivalentă în fond cu relațiile date în literatură pentru mărimea de ieșire propriu-zisă, $y(t)$, are neajunsul că presupune cunoscută faza inițială φ_0, mărime în realitate imprevizibilă. Pe de altă parte, este rezonabil să se considere faza inițială φ uniform distribuită. În această ipoteză, relațiile (18) și (28) oferă o descriere mai vagă dar în a celași timp mai realistă a regimului tranzitoriu decît o relație de forma (27) pentru valoarea medie sau pentru $y(t)$; faptul că mărimea de ieșire, $y(t)$, nu poate fi dedusă din (18) și (28) reflectă nedeterminarea din datele problemei.

4. **Concluzii.** În lucrare se evidențiază posibilitatea extinderii domeniului de utilizare a metodei corelației relativ la calculul regimului tranzitoriu, astfel încît, pe lîngă problemele abordate în literatură să se includă și cazul semnalelor de excitație deterministe. Rezultatele de calcul prezentate vizează semnale de tipul constant respectiv sinusoidal și sînt ca interpretare, în concordanță cu soluțiile obținute pentru aceleași probleme, prin metode deterministe.

Utilizarea metodei corelației la calculul regimurilor tranzitorii provocate de semnale deterministe este interesantă, în primul rînd, din punct de vedere teoretic. Calculele, mai laborioase decît în cazul metodelor deterministe, necesită unele elemente din teoria funcțiilor generalizate. Trebuie subliniat însă că rezultatele obținute prin metoda corelației reflectă implicit nedeterminarea din datele problemei și, în această măsură, oferă o descriere mai realistă a regimurilor tranzitorii decît exprimările obținute prin metode deterministe.

BIBLIOGRAFIE

[1] Șora C., Bazele electrotehnicii, vol. 3, Institutul Politehnic „Traian Vuia", Timișoara, 1976.

[2] Saaty Th. L., Modern Nonlinear Equations, Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1967.

[3] Isaac M., DeBuono V. T., Deterministic and Stochastic Response of Linear Time Variable Systems, IEEE Transactions on Electron c Computers, October, 1963, p. 532—540.

[4] Schreiber H., Zur Berechnung von Schaltvorgängen zuffälliger Prozesse bei linearen Systemen, Nachrichtentechnik, (17) 1967, H. 9, p. 361—363.

[5] Schwarz P., Die Berechnung von Schaltvorgängen zufälliger Prozesse mit Hilfe der zweiseitigen Laplace-Transformation, Nachrichtentechnik, (17) 1967, H. 9, p. 363—366.

[6] Lebedev V. L., Sluciainye procesy v electriceskih i mechanicheskih sistemah, Gosudarstvennoe izdatel'stvo fiziko-matematicheskoi literatury, Moskva, 1958.

[7] Spătaru Al., Teoria transmisiunii informației. Semnale și perturbații, Editura Tehnică, București, 1965.

[8] Gârlașu St., Prelucrarea în timp real a semnelelor fizice, Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1978.

[9] Guiașu S., Aplicații ale teoriei informației, Editura Academiei R.S.R. București, 1968.

[10] Papoulis A., Probability, Random Variables and Stochastic Processes, McGraw-Hil Book Company, New York, 1965.

[11] Kecs W., Teodorescu P., Introducere în teoria distribuțiilor cu aplicații în tehnică, Editura Tehnică, București, 1975.

[12] Vygodsky M., Mathematical Handbook, Higher Mathematics, Mir Publishers Moscow, 1975.

[13] Ionel S., Determinarea cu calculatorul a densității de probabilitate la ieșirea elementelor neliniare, Buletinul Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timișoara, Seria Electrotehnică, Tom 22(36), fascicola 1—1967, p. 189—191.

[14] Hladik J., La Transformation de Laplace a plusieurs Variables, Masson & Cie, Paris 1969.

DIE VERWENDUNG DER KORRELATIONSMETHODE BEIM BERECHNEN DES SCHALTVORGANGES IN LINEAREN SYSTEMEN DIE DETERMINISTISCHER ERREGUNGEN AUSGESETZT SIND

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit wird die Möglichkeit der Ausdehnung des Verwendungsbereiches der Korrelationsmethode in Bezug auf die Berechnung von Schaltvorgängen dargestellt, so dass neben den in der Literatur aufgeworfenen Problemen auch der Fall der deterministischen Eingangsygnalen in Betracht gezogen wird. Die Rechenergebnisse sind originell; was Deutung anbelangt, stimmen sie mit den durch deterministischen Methoden erhaltenen Lösungen überein. Die Arbeit ist von theoretisch-methodologischem Standpunkt aus interessant da sie ein allgemeingültiges Verfahren zum Studium der Schaltvorgängen hervorhebt, unabhängig ob diese von stochastischen oder deterministischen Sygnale hervorgerufen sind.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 2—1979

ASUPRA IMPLEMENTĂRII MICROPROCESOARELOR ÎN APARATURA DE MĂSURARE

DE

E. POP, E. PETRIU, I. NAFORNIŢĂ, DORINA PETRIU

1. **Introducere.** În prezent se manifestă cu o deosebită vigoare tendinţa de implementare a microprocesoarelor în aparatura de măsurare [1, 2, 3, 5]. A apărut astfel o nouă generaţie tehnologică de aparatură, caracterizată prin performanţe superioare atît din punct de vedere al preciziei de măsurare cît şi al funcţionalităţii sporite.

Premizele acestei evoluţii trebuiesc căutate în dezvoltarea metodelor numerice de măsurare la începutul anilor '60 şi a proliferării minicalculatoarelor la sfîrşitul aceluiaş deceniu, ceea ce permitea realizarea unor sisteme numerice competitive pentru achiziţia şi prelucrarea datelor. Dezvoltarea explozivă a tehnologiei circuitelor integrate a făcut posibilă miniaturizarea blocului de calcul şi comandă sub forma unui circuit integrat pe scară foarte largă, beneficiind de un preţ de cost cu o dinamică de scădere spectaculoasă ce a permis înglobarea sa direct în aparatura de măsurare printre celelalte componente electronice.

Aparatura de măsurare ca unul din principalii beneficiari ai microprocesoarelor a influenţat la rîndul său asupra construcţiei microprocesoarelor. Astfel în 1978 a apărut microporocesorul INTEL 8022, cu convertor analog numeric integrat în aceiaşi capsulă.

La ora actuală se poate considera că microprocesorul îndeplineşte în cadrul aparaturii de măsurare trei principale funcţiuni :

— prelucrarea aritmetică a datelor de măsurare (liniarizări, analiză statistică, etc.)

— funcţiuni de comandă şi control (alegerea automată a scării, calibrare automată, compensarea derivei, etc.)

— sensor inteligent (microprocesorul cu convertor analog numeric incorporat).

2. **Exemple de implementare a microprocesoarelor în aparatura de măsurare şi control.** La ora actuală microprocesoarele sînt implementate într-o gamă largă de aparatură de măsurare [1, 2, 7]: voltmetre şi multimetre, frecvenţmetre, sisteme de măsurare a temperaturii, analizoare de spectru, sisteme complexe de analiză statistică, sintetizatoare de frecvenţă, cromatografe, etc.

Una din primele aplicații ale microprocesoarelor în tehnica de măsurare a constituit-o realizarea sistemelor complexe de achiziții de date utilizînd microprocesoare pentru degrevarea procesorului central de o serie de sarcini de prelevare și prelucrare primară a datelor specifice diferitelor puncte de măsurare [9]. În fig. 1 se prezintă exemplul reprezentativ al sistemului de achiziții de date bazat pe microprocesoare din cazul unui avion modern de mare capacitate [4].

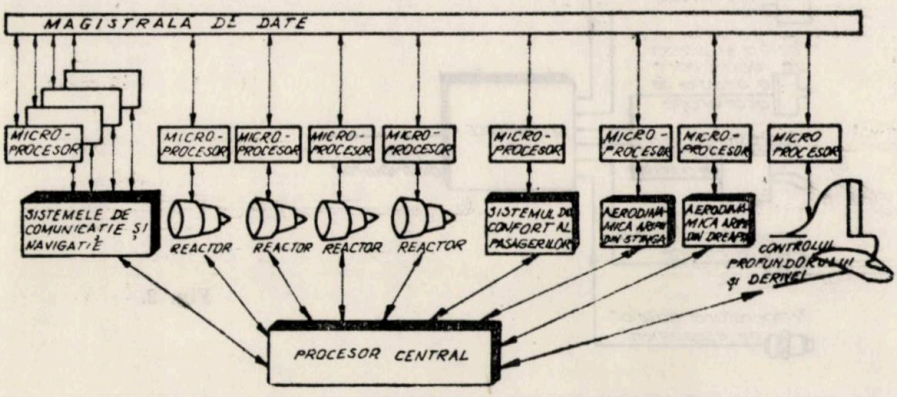


Fig. 1.

Întregul sistem de achiziții de date este guvernat de către un procesor central.

Pentru controlul și comanda sistemelor de navigație și comunicație se folosesc 4 microprocesoare ce îndeplinesc atît funcțiuni de control local cît și funcțiuni de organizare a schimbului de informații cu procesorul central.

Funcționarea fiecărui reactor este monitorizată de cîte un microprocesor.

Aerodinamica fiecărei aripi, profundor și derivă este de asemenea minitorizată de cîte un microprocesor.

Chiar și sistemul de confort a pasagerilor este sub controlul unui microprocesor.

Un astfel de sistem de achiziții de date conferă micrprocesoarelor un grad de autonomie care conduce la creșterea fiabilității sistemului. Astfel microprocesoarele pot să asigure o monitorizare suficientă a senzorilor din aria pe care o deservesc chiar și în cazul întreruperii legătrii cu procesorul central sau al căderii acestuia.

Fiind degrevat de un mare volum de operații cerut de multitudinea de puncte de măsurare, procesorul central poate fi utilizat mult ami eficient în cazul sistemului prezentat.

Față de sistemele centralizate (uniprocesor) de achiziții de date, soluția cu microprocesoare distribuite în sistem conferă avantajul deosebit de important pentru construcția avionului, al unei reduceri masive al lungimii cablurilor de legătură, aspect ce poate fi deseori prohibitiv în cazul primei soluții.

Un stimul deosebit de puternic, pentru construcția de microprocesoare, cu profunde implicații asupra evoluției lor în următorii ani, îl reprezintă interesul industriei de automobile față de microprocesoare. Acest interes a fost generat de înăsprirea legislației cu caracter antipoluant. Încă din 1977 au apărut cîteva modele de automobile echipate cu microprocesoare. Microprocesoarele sînt utilizate atît pentru controlul gazelor de eșapament cît și pentru optimizarea regimului de funcționare a motorului în întreaga gamă de turație și sarcină, asigurîndu-se o ardere completă a amestecului carburant.

În fig. 2 se prezintă schema de interconectare a unui microprocesor RCA în sistemul de monitorizare a unui automobil Chrysler [5].

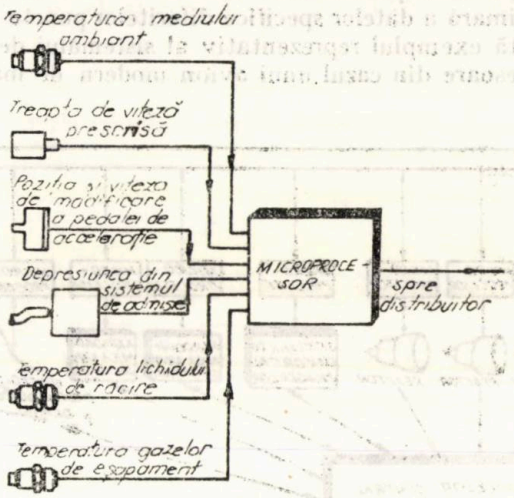


Fig. 2.

Microprocesorul monitorizează șase traductoare ce măsoară: temperatura mediului ambiant, treapta de viteză prescrisă, depresiunea din sistemul de admisie, temperatura lichidului de răcire, temperatura gazelor de eșapament, precum și poziția și viteza de schimbare a pedalei de accelerație.

Prelucrînd toate aceste date, microprocesorul determină momentul optim de aprindere (avansul distribuitorului) astfel încît să se asigure arderea completă a amestecului carburant, îmbunătățindu-se randamentul și reducîndu-se nivelul de poluare a gazelor eșapament.

3. **Probleme specifice ale implementării microprocesoarelor în aparatura de măsurare.** De la bun început trebuie specificat faptul că microprocesorul nu este un calculator. El este doar un circuit integrat pe scară largă, de tip secvențial cu evoluție programabilă [3]. De altfel el nu este singurul integrat pe scară largă utilizat în construcția aparaturii moderne de măsurare. Alături de microprocesor această aparatură mai utilizează : memorii fixe — numai cu citire a conținutului (ROM, PROM, REPROM), memorii cu posibilități de scriere și citire a conținutului (RAM), memorii serie (cu registre de deplasare), dispozitive de înmulțire paralelă (pentru operanzi pînă la 16 biți), CNA și CAN integrate, etc.

Utilizarea microprocesoarelor ridică trei probleme majore [3] : realizarea de software, interfațarea cu dispozitive de conversie, întreținerea și depanarea sistemului.

În aplicații mai complexe, software-ul este deseori mai costisitor și mai greu de realizat decît partea de hardware a sistemului de măsurare.

În realizarea software-ului constructorul este ajutat la ora actuală de existența unor limbaje orientate spre proces.

Interfațarea microprocesorului este problema hardware cea mai importantă pentru constructorul de aparatură de măsurare. Alegerea tipului de convertoare AN precum și stabilirea dialogului dintre acestea și microprocesor pot fi hotărîtoare în ceea ce privește performanțele sistemului de măsurare.

Întreținerea și depanarea sistemului de măsurare revine utilizatorului sau unor intreprinderi de service și se referă atît la microprocesor cît și la cele-

lalte subansamble. Existența unor programe de test în cazul unor sisteme nou elaborate facilitează acest efort.

Datorită flexibilității conferite de implementarea prin program a funcțiunilor dorite, sistemele de măsurare care conțin microprocesoare au avantajul de a putea fi ușor modificate și dezvoltate din punct de vedere funcțional, fără a se modifica esențial configurația de bază.

La ora actuală există o multitudine de tipuri de microprocesoare atît din punct de vedere al complexității cît și din punct de vedere al vitezei de prelucrare [6, 8].

Există microprocesoare de 4 bit, 8 bit și 16 bit. A apărut ca o excepție și un microprocesor de 1 bit [12]: MC 145008, avînd 16 instrucțiuni, dedicat unor aplicații de comandă simple.

Microprocesoarele de 4 biți, apărute la început, se utilizează în special în schemele de comandă ca o alternativă la logica cablată și pentru calcul zecimal serie.

Microprocesoarele de 8 biți cunosc în prezent cea mai largă utilizare în aparatura de măsurare. Microprocesoarele de 12 bit au constituit doar o etapă înspre recent apărutele microprocesoare de 16 bit, destinate unor aplicații ce implică precizie ridicată și un volum mare de calcule matematice.

Din punct de vedere al vitezei de prelucrare, pentru tehnologia MOS se constată un progres substanțial de la prima generație de microprocesoare (avînd reprezentative structurile de tip 4004 și 8008) cu ciclul de zeci de microsecunde, la a doua generație (avînd ca tip reprezentativ structura de tip 8080) cu ciclul de ordinul microsecundei.

Realizarea unor microprocesoare bipolare, multicapsulă, a dus la reducerea ciclului la sute de nanosecunde.

Complexitatea și puterea de prelucrare a sporit și ea în decursul evoluției microprocesoarelor. Astfel pentru gama de 8 biți sînt reprezentative ca etape tipurile : 8008, 8080 și Z80, ultimul fiind unul din cele mai puternice microprocesoare la ora actuală [8].

Proiectantul de aparatură de măsurare cu microprocesoare este deci confruntat cu o serie de probleme dificile privind alegerea tipului de microprocesor și a circuitelor anexe [10]. Există două modalități de implementare a unui microprocesor : fie abordîndu-l direct ca circuit integrat, fie utilizînd un sistem complet de microprocesor și circuite anexe elaborate de producători specializați. Prima soluție presupune din partea proiectantului cunoștințe aprofundate atît de structură și funcționare a microprocesorului și a celorlalte circuite anexe, cît și de programare a acestuia. A doua soluție eliberează proiectantul de o serie de probleme legate de intimitatea circuitelor integrate utilizate dar impune o alegere judicioasă a fabricantului sistemului de microprocesor. Există astfel de sisteme de microprocesor ieftine, tentante la prima vedere, dar fără posibilități de extindere și dificil de programat lipsindu-le software-ul de bază. (monitor, asamblor, etc.). Alte sisteme deși realizate pe baza aceluiași microprocesor pot fi mai scumpe, oferind însă facilități software complexe și posibilități de dezvoltare ulterioare. Decizia pentru o soluție sau alta este dictată de funcțiunile aparatului de măsură proiectat, de performanțele ce i se cer, cît și de volumul producției.

Luarea deciziei impune consultarea unor specialiști atît în partea de hardware cît și în partea de software a sistemelor cu microprocesoare.

O altă problemă deosebit de importantă o constituie interconectarea (interfațarea) microprocesorului cu convertoarele analog-numerice. Structura din jurul unor magistrale (bus) de date, adresă și semnale de comandă, proprie

microprocesoarelor impune utilizarea unor convertoare cu sisteme de achiziții integrate avînd interfața compatibilă cu cea a microprocesoarelor. Convertoarele trebuie să fie capabile să susțină un dialog asincron cu microprocesorul. Este remarcabilă în acest sens reorientarea structurii convertoarelor și sistemelor de achiziții ale unor producători cu tradiție, în sensul adaptării acestora la cerințele microprocesoarelor.

De asemenea deși nestandardizat încă, se impune de facto în organizarea tuturor sistemelor cu microprocesoare structura magistrală cu 100 de linii „S-100" [11].

4. **Concluzii.** Implementarea microprocesoarelor în apratura numerică constituie o tendință deja bine conturată în evoluția acestui domeniu ridicînd în fața proiectanților o serie de probleme esențiale noi. Astfel trecerea de la logica cablată la logica programată reclamă nu numai însușirea unor noi cunoștiințe legate de structura hardware complexă a microprocesoarelor cît și a unor cunoștiințe de programare în „cod mașină" sau eventual în limbaj de asamblare, diferite mult de cele specifice programării în limbajele evoluate (FORTRAN, BASIC, ...).

Opțiunea proiectantului pentru un anumit tip de microprocesor și pentru o anumită structură funcțională reclamă de asemenea multă atenție pentru a nu se reduce din avantajul esențial al utilizării microprocesoarelor : flexibilitatea funcțională.

BIBLIOGRAFIE

[1] Millea A., Tendințe în construcția aparatelor de măsurat digitale ; „Metrologia aplicată" nr. 1/1977, p. 11—16

[2] Prună S, Tendințe în dezvoltarea aparatelor electronice de măsurat de precizie, prin utilizarea microprocesoarelor ; „Metrologia aplicată" nr. 2/1978, p. 58—65.

[3] Garen R. E., Microcomputers : The Ubiquitous Control Element ; „Control Engineering", nr. 6/1978, p. 53—54.

[4] Hoo-Min D. Toong Microprocessors ; „Scientific American", sept. 1977, p. 146—161.

[5] Oliver B. M., The Role of Microelectronics in Instrumentation and Control ; „Scientific American", sept. 1977, p. 180—190.

[6] * * * Product awareness survey : microprocessors ; „Electronic Engineering", May 1978, p. 51—53.

[7] Baranes J. P., Après les circuits intégrés et l'affichage état solide, le vent est au microprocesseur ; „Electronique et microelectronique industrielle", sept. 1975, p. 35—40.

[8] Lescure M., Microprocesseurs et mesures ; „Mésurés-Regulation-Automatisme", Avril 1976, p. 26—28.

[9] * * * Centrales de mesures a microprocesseurs : quel modèle choisir ? ; „Mesures-Regulation-Automatisme", Dec. 1977, p. 22—25.

[10] Lewandowski R., Preparation : the key to success with microprocessors ; „Electronics", March/1975, p. 101—106.

[11] Pol B., Der S-100-Bus — ein de-facto Standard auf dem Microcomputermarkt ; „Elektronik", Feb/1978, p. 47—51.

[12] * * * L'Unité de Commande Industrielle (ICU) un microprocesseur 1 bit très agressif, „Electronique et applications industrielles", Jan. 1978, p. 4—5.

ON THE MICROPROCESSORS IMPLEMENTATIONS IN MEASURING INSTRUMENTATION

ABSTRACT

The paper presents state of the art and specific problems of the MPU implementation in measuring instrumentation. Software, interfacing and maintenance-key problems of MPU utilizations are pointed.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) Fascicola 2—1979

ASUPRA UNOR CRITERII DE CLASIFICARE A DISPOZITIVELOR DE MĂSURAT CORELATIVE

DE

E. POP, E. PETRIU

Introducere. Determinarea funcţiei de corelaţie constă în cea mai mare parte în efectuarea unui şir de calcule, măsurîndu-se de fapt doar valorile momentane ale semnalelor de intrare. Astfel dispozitivele de măsurat corelative pot fi considerate ca fiind la graniţa dintre tehnica de măsurare şi tehnica de calcul.

Datorită acestui fapt, în analiza dispozitivelor de măsurare a funcţiei de corelaţie trebuie să se ţină seama de dubla lor apartenenţă. Din punctul de vedere al tehnicii de măsură interesează performanţele obţinute : erorile de estimare, gama de frecvenţe a semnalelor de intrare şi domeniul de variaţie a argumentului. Din punct de vedere al tehnicii de calcul interesează aspectele constructive : structura, modul de reprezentare internă a datelor, algoritmii de calcul implementaţi, proiectarea electronică a subansamblelor, etc.

Analiza funcţională şi constructivă a dispozitivelor de măsurat corelative

În decursul evoluţiei corelatoarelor au fost folosite diverse criterii de clasificare, atît din punct de vedere al metodelor de calcul folosite cît şi din punct de vedere constructiv [1, 2, 4]. Fiind formulate în momente diferite ale evoluţiei corelatoarelor unele clasificări sînt discutabile. Astfel G. A. Ball [1] consideră corelatoarele releu şi polare ca o clasă aparte (în cadrul aceluiaşi criteriu de clasificare) faţă de corelatoarele multiplicatoare. Această distincţie nu poate fi acceptată, deoarece corelatoarele polare constituie un caz particular al corelatoarelor multiplicatoare numerice iar corelatoarele releu constituie un caz particular al corelatoarelor multiplicatoare hibride (analog-numerice). De asemenea V. N. Jovinski şi V. F. Arkovski [2] consideră corelatoarele releu şi polare ca fiind subclase ale corelatoarelor multiplicatoare din punct de vedere al metodelor de determinare a funcţiei de corelaţie. Încadrarea corelatoarelor în tipurile „releu" sau „polare" nu se datoreşte însă unui criteriu de acest gen ci a unuia de natură constructivă, vizînd numărul de intervale de cuantizareasemnalelor de intrare. Din punct de vedere al metodei de calcul între corelatoarele polare şi corelatoarele multiplicatoare numerice, sau între corelatoarele releu şi cele multiplicatoare hibride, nu există nici o deosebire folosindu-se aceleaşi secvenţe de operaţii.

Reconsiderînd clasificările cunoscute, se poate face o clasificare a corelatoarelor care să oglindească diferenţele dintre ele în funcţie de diversele cri-

terii de apreciere, enunțate în monografiile consultate [1, 2, 3, 4]. În fig. 1 se prezintă o schemă de clasificare reformulată astfel încît să fie eliminate inadvertențele menționate.

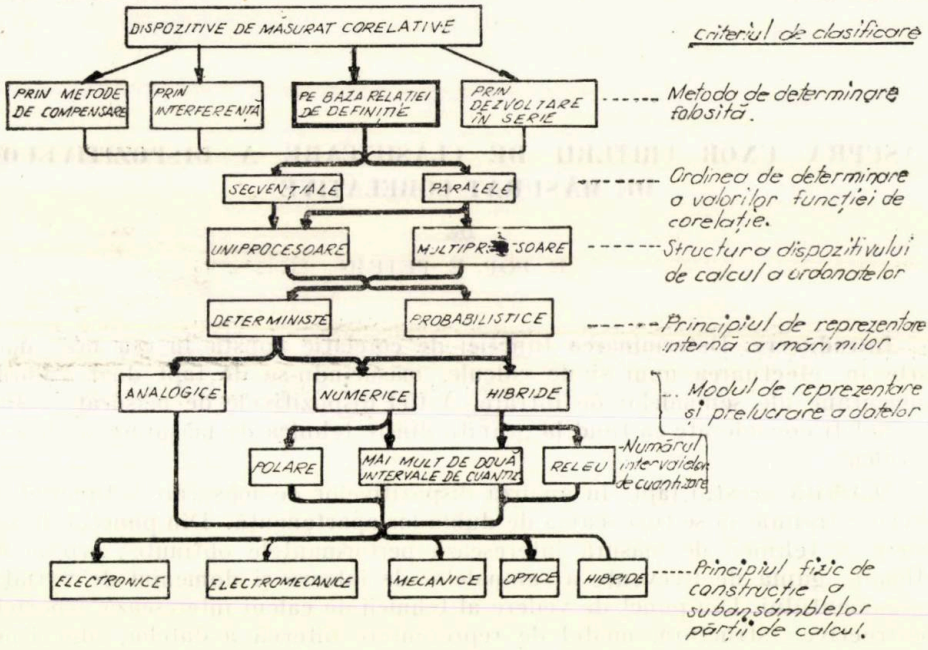


Fig. 1.

Primul criteriu de clasificare considerat l-a constituit *metoda de determinare a funcției de corelație*. Se cunosc astfel [1, 2] următoarele metode de calcul: *a*) pe baza relației de definiție a funcției de corelație:

$$R_{xy}(\tau)=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T x(t)\cdot y(t-\tau)\cdot dt; \tag{1}$$

— *b* prin interferență, pe baza relației:

$$M\{[x(t)+y(t-\tau)]^2\}=R_x(0)+R_y(0)+R_{xy}(\tau); \tag{2}$$

unde $R_x(0)$ și $R_y(0)$ sînt egale cu dispersiile celor două semnale de intrare;

— *c*) prin compensare, pe baza relației:

$$\xi(\tau,\ b)=M\{[x(t)-b\cdot y(t-\tau)]^2\}; \tag{3}$$

— *d*) prin dezvoltare în serie [1, 5] fie de tip Mac Laurin:

$$R_x(\tau)=R_x(0)+\sum_{n=1}^{\infty}\left[\frac{d^{2n}R_x(\vartheta)}{d\vartheta^{2n}}\bigg|_{\vartheta=0}\cdot\frac{\tau^{2n}}{(2n)!}\right]; \tag{4}$$

fie în serie de polinoame ortogonale de tip Laguerre:

$$R_x(\tau)=\sum_{n=1}^{\infty}a_n\cdot L_n(\beta\cdot\tau); \tag{5}$$

unde :

$$L_0(l)=1,\ L_1(l)=1-l \text{ și } L_{n+2}(l)=(3+2n-l)\cdot L_{n+1}(l)-(n+1)^2 L_n(l);$$

iar,

$$a_n=\frac{1}{(n!)^2}\cdot\int_0^\infty R_x(\tau)\cdot\beta\cdot\exp(-\beta\tau)\cdot L_n(\beta\tau)\cdot d\tau.$$

Dintre toate aceste metode, cea care se folosește cel mai frecvent la realizarea dispozitivelor de măsurare corelativă este metoda bazată pe relația (1) de definire a funcției de corelație, fiind cea mai adecvată stadiului actual al tehnicii de calcul.

În funcție de *ordinea de determinare a valorilor funcției de corelație* există două tipuri de dispozitive de măsurare a funcției de corelație : *a* secvențiale, în cazul cărora determinarea valorilor funcției se face una după alta („punct cu punct") ; calculele necesare pentru estimarea valorii unei valori începînd abia după terminarea celor efectuate pentru determinarea valorii precedente ; *b* paralele, în cazul determinării în paralel a valorilor tuturor ordonatelor. În fig. 2 sînt prezentate ordinogramele procesului de determinare a valorilor funcției de corelație în cele două cazuri.

Procedura secvențială este considerabil mai lentă decît cea paralelă, disproporția accentuîndu-se cu creșterea lui τ_{max}. Are însă avantajul de a necesita memorarea unui singur rezultat, cel corespunzător valorii care se află în curs de calcul, în timp ce procedura paralelă necesită memorarea cîte unui rezultat pentru fiecare valoare a funcției. Aceste aspecte se reflectă pe de o parte în performanțele dispozitivului de calcul și pe de altă parte în structura sa.

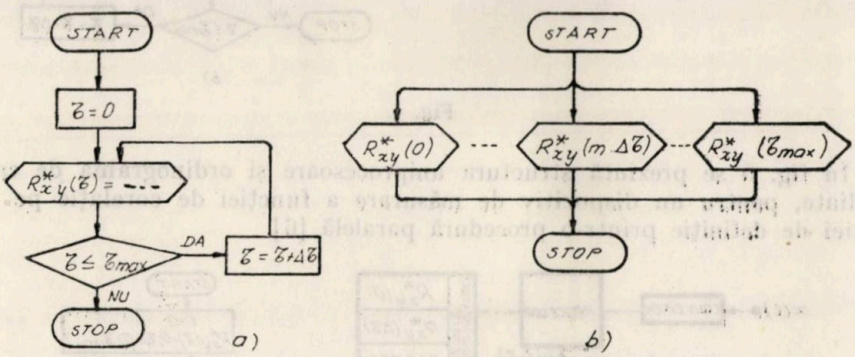


Fig. 2.

În funcție de *structura dispozitivului de calcul* dispozitivele de măsurare corelativă pot fi : *a)* uniprocesoare, putînd efectua o singură operație aritmetică la un moment dat ; *b)* multiprocesoare, putînd efectua simultan atîtea operații aritmetice cîte procesoare sînt. În fig. 3 se prezintă schematic cele două structuri.

Structura cu un singur procesor poate servi atît pentru calculul printr-o procedură secvențială cît și pentru calculul printr-o procedură paralelă. Structura multiprocesor este utilizată numai în cazul procedurilor paralele.

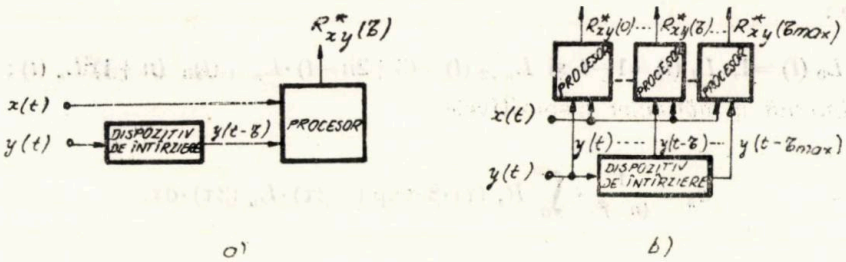


Fig. 3.

În fig. 4 se prezintă structura uniprocesor și ordinograma de calcul, detaliate, pentru un dispozitiv de măsurare a funcției de corelație pe baza relației de definiție, printr-o procedură secvențială.

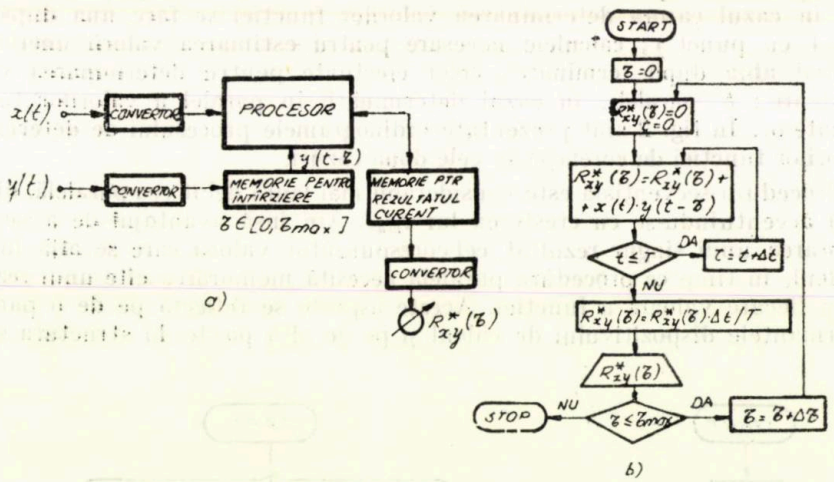


Fig. 4.

În fig. 5 se prezintă structura uniprocesoare și ordinograma de calcul, detaliate, pentru un dispozitiv de măsurare a funcției de corelație pe baza relației de definiție printr-o procedură paralelă [6].

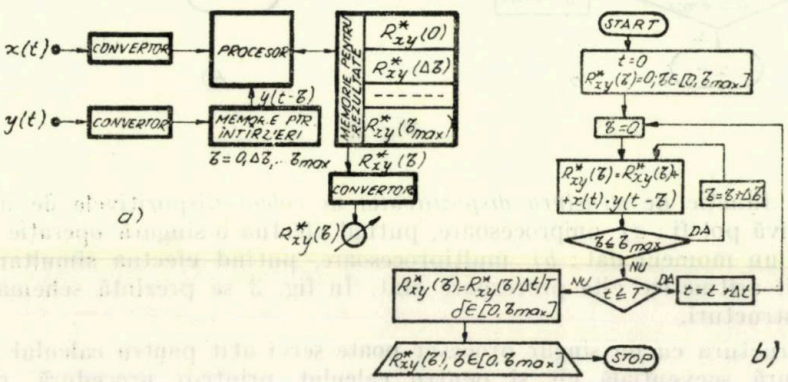


Fig. 5.

În fig. 6 se prezintă structura multiprocesor și ordinograma de calcul, detaliate, pentru un dispozitiv de măsurare a funcției de corelație pe baza relației de definiție printr-o procedură paralelă. Este o soluție foarte rapidă dar deosebit de costisitoare.

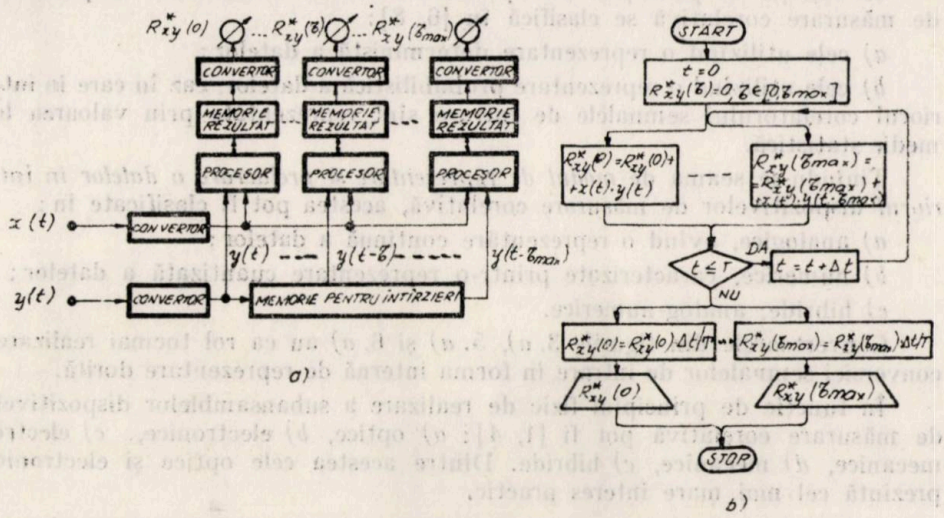


Fig. 6.

În toate structurile prezentate intervine procesorul, în interiorul căruia se efectuează operațiile aritmetice necesare pentru determinarea valorilor funcției de corelație precum și generarea semnalelor de comandă. Așa cum se poate vedea din oridnogramele procedurilor de calcul din fig. 4, fig. 5, fig. 6, algoritmul de calcul este iterativ, de forma :

$$R^{*}_{xy}(\tau) = R^{*}_{xy}(\tau) + x(t) \cdot y(t-\tau) \mid t = 0, \ldots, T; \qquad (6)$$

constînd dintr-o operație de înmulțire și o operație de integrare (însumare cu acumulare). Fiind doar două tipuri de operații aritmetice ele se efectuează în blocuri separate ale procesorului [1, 2, 3, 4, 7] rezultînd pentru acesta o structură de forma celei din fig. 7.

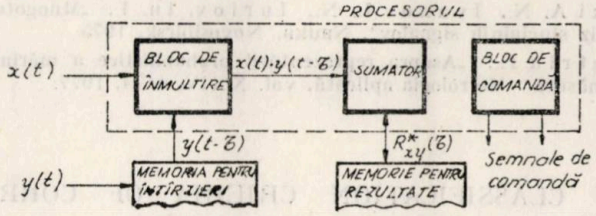


Fig. 7.

O altă particularitate a structurii dispozitivelor de măsurare corelativă o constituie separarea memoriei pentru întîrzieri de memoria pentru rezultate [1, 2, 3, 4, 7]. În cazul structurilor multiprocesor (fig. 6) fiecare procesor trebuie să-și aibă propria sa memorie pentru rezultate. Acest lucru este impus de lucrul în paralel a procesoarelor și imposibilitatea satisfacerii de către o

singură memorie a mai multor cereri de acces simultane. De asemenea în cazul structurilor multiprocesor, memoria pentru întîrzieri trebuie să aibă prize de ieșire pentru toate locațiile ei astfel încît să poată oferi simultan semnalul întîrziat, la toate procesoarele.

În funcție de *principiul de reprezentare internă a mărimilor* dispozitivele de măsurare corelativă se clasifică în [6, 8]:

a) cele utilizînd o reprezentare deterministă a datelor;

b) cele utilizînd o reprezentare probabilistică a datelor, caz în care în interiorul corelatorului semnalele de intrare sînt reprezentate prin valoarea lor medie statistică.

Ținîndu-se seama de *modul de reprezentare și prelucrare a datelor în interiorul* dispozitivelor de măsurare corelativă, acestea pot fi clasificate în:

a) analogice, avînd o reprezentare continuă a datelor;

b) numerice, caracterizate printr-o reprezentare cuantizată a datelor;

c) hibride, analog-numerice.

Convertoarele din figurile 3. *a)*, 5. *a)* și 6. *a)* au ca rol tocmai realizarea conversiei semnalelor de intrare în forma internă de reprezentare dorită.

În funcție de principiul fizic de realizare a subansamblelor dispozitivele de măsurare corelativă pot fi [1, 4]: *a)* optice, *b)* electronice, *c)* electromecanice, *d)* mecanice, *e)* hibride. Dintre acestea cele optice și electronice prezintă cel mai mare interes practic.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ball G. A., „Korrelationsmessgeräte", VEB. Verlag Technik, Berlin, 1972.

[2] Jovinski. V. M., Arhovski V. F., „Korreliaționnie ustroistva", Energia, Moskva, 1974.

[3] Max J., „Méthodes et techniques de tratement du signal et applications aus mesures physiques", Masson et cie, Paris, 1972.

[4] Lange G. H., „Korrelationselektronik", VEB, Verlag Technik, Berlin, 1962.

[5] Antonov O. E., Demin V. P., Ivaniuk I. P., „Primenenie visokociastotnih ortogonalinih filtrov dlia postroenia korelometrov", Radiotechnika i Elektronika, tom XXII, no. 12, 1977.

[6] Petriu E., „Contribuții la îmbunătățirea mijloacelor de măsurare corelativă", teză de doctorat — Institutul politehnic „Traian Vuia", Timișoara, 1978.

[7] Domaraţki A. N., Ivanov L. N., Iurlov, Iu. I., „Mnogoţelevoi statisticeskii analiz sluciainih signalov", Nauka, Novosibirsk, 1975.

[8] Pop E., Petriu E., „Asupra reprezentării probabilistice a mărimilor în aparatura de măsură" Metrologia aplicată, vol. XXIV, nr. 4, 1977.

ON SOME CLASSIFICATION CRIERIA OF CORRELATION MEASURING DEVICES

ABSTRACT

Considering correlators as well as measuring devices and as computing devices, the paper containes a well documentated functional ans structural analysis of correlation measuring devices. A reviewed classification of correlators is proposed.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTLOTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

COMPARATOR CU ZONA DE INDECIZIE REDUSĂ

DE

V. TIPONUŢ

1. **Introducere.** Dintre parametrii caracteristici ai unui comparator, timpul de răspuns şi mărimea zonei de indecizie prezintă în unele aplicaţii un interes deosebit. Dat fiindcă produsul amplificare—bandă ce poate fi asigurat de un circuit cu o anumită complexitate este limitat, îmbunătăţirea unuia dintre parametrii de mai sus, conduce la înrăutăţirea celuilalt. În această situaţie problema reducerii zonei de indecizie, fără afectarea timpului de răspuns, este de maximă importanţă.

În cele ce urmează se prezintă procedeul de elaborare şi schema unui comparator cu zonă de indecizie teoretic nulă şi timp de răspuns mic, asigurate de funcţionarea circuitului în regim de comutaţie. În unele aplicaţii comparatorul prezintă posibilităţi sporite de utilizare, faţă de comparatoarele convenţionale şi se pretează a fi realizat în întregime pe cale integrată.

2. **Consideraţii privind comportarea comparatorului cu reacţie pozitivă** Prin aplicarea unei reacţii pozitive (fig. 1), caracteristica de transfer $u_e = f(u_1, u_2$

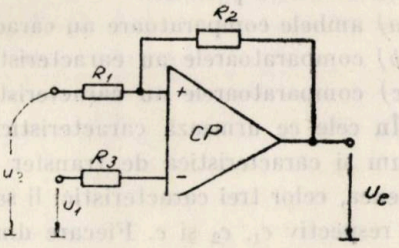


Fig. 1. Schema comparatorului cu reacţie pozitivă.

a unui comparator diferenţial rezultă ca în fig. 2 [1]. Prin u_{eS} şi u_{eI} s-au notat valorile maximă şi respectiv minimă ale tensiunii de ieşire.

În fig. 2 *a* s-a considerat că u_1 reprezintă variabila independentă (tensiunea de comparat) şi u_2 parametrul (tensiunea de referinţă). În fig. 2 *b* tensiunea de comparat şi cea de referinţă sînt u_2 şi respectiv u_1. Calculele au fost efectuate neglijînd curentul de intrare al comparatorului faţă de curentul din circuitul de reacţie.

Se constată că introducerea reacţiei pozitive conduce la eliminarea zonei de indecizie din caracteristica de transfer, proprietate ce se păstrează şi în cazul amplificărilor relativ mici. În consecinţă circuitul poate fi realizat de

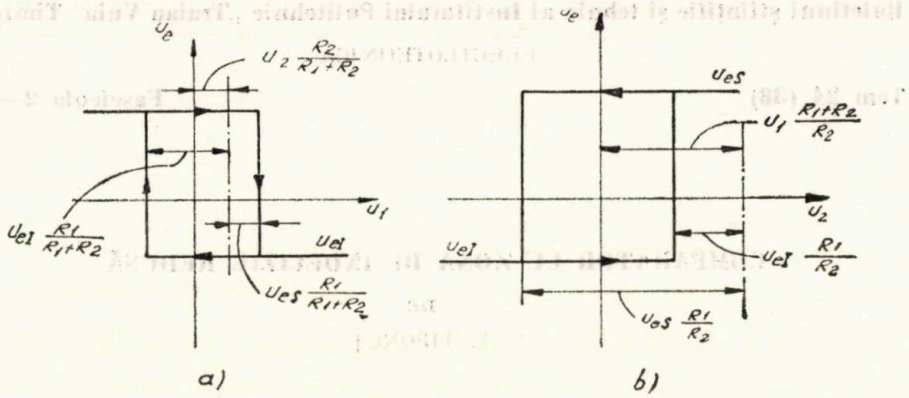


Fig. 2. Caracteristicile de transfer ale unui comparator cu reacție pozitivă.

bandă largă, încît să asigure și un timp de răspuns convenabil. Pe de altă parte, prezența reacției determină apariția unui histerezis nedorit.

Din cele prezentate rezultă că, principala problemă ce trebuie rezolvată în continuare, în direcția elaborării comparatorului cu zonă de indecizie nulă, constă în eliminarea histerezisului din caracteristica de transfer.

3. **Studiul comparatorului cu zonă de indecizie nulă** [2]. Procedeul de eliminare a histerezisului are la bază ideea sintetizării caracteristicii de transfer dorite (lipsită de histerezis), cu ajutorul unor circuite logice, pe baza caracteristicilor de transfer a două comparatoare cu reacție. Deoarece așa cum s-a arătat, există două tipuri de caracteristici de transfer — pe care le vom denumi tipul A (fig. 2 *a*) și tipul B (fig. 2 *b*) — trebuie avute în vedere următoarele situații distincte posibile :

a) ambele comparatoare au caracteristica de transfer de tipul A ;

b) comparatoarele au caracteristici de transfer de tipuri diferite ;

c) comparatoarele au caracteristici de tipul B.

În cele ce urmează caracteristicile celor două comparatoare (CP_1, CP_2) precum și caracteristica de transfer dorită vor fi notate cu C_1, C_2 și C. De asemenea, celor trei caracteristici li se va asocia cîte o variabilă binară, denumite respectiv c_1, c_2 și c. Fiecare dintre variabile ia valorile 0 și 1, în funcție de nivelul de tensiune corespunzător diferitelor porțiuni din caracteristica de transfer reprezentată de acea variabilă. Logica considerată va fi cea pozitivă.

Evident, ieșirea schemei care realizează funcția logică c (c_1, c_2), va constitui ieșirea comparatorului cu zonă de indecizie nulă.

3.1. *Cazul a.* În scopul evidențierii tuturor situațiilor posibile în care se pot găsi cele două caracteristici se va presupune că una dintre ele se deplasează de la stînga la dreapta în raport cu cealaltă, considerată fixă.

Este lesne de observat însă că prezintă interes doar situațiile din fig. 3, în care caracteristicile C_1, C_2 au cîte o ramură verticală comună. Pe una dintre ele are loc deplasarea la creșterea tensiunii de comparat și pe cealaltă revenirea, la scăderea acestei tensiuni.

Totodată, situația corespunzătoare fig. 3 *b* nu diferă principial de cea reprezentată în fig. 3 *a*, fapt pentru care numai aceasta din urmă s-a avut în vedere în continuare.

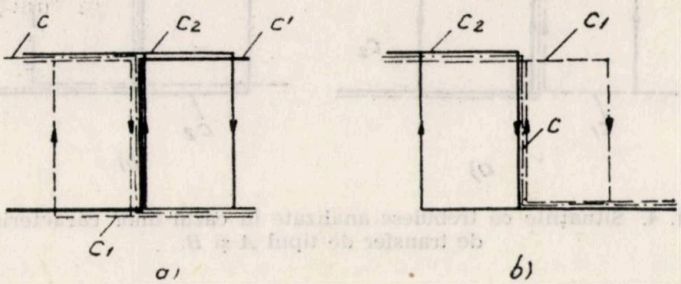


Fig. 3. Situațiile ce trebuie analizate în cazul unor caracteristici de transfer de tipul *A*.

Pentru sinteza schemei logice se întocmesc pe baza fig. 3 *a* și a celor arătate anterior tabelele de adevăr (1), parcurgînd caracteristicile de la stînga la dreapta ($S-D$) și în sens invers ($D-S$).

$S-D$

c_1	c_2	c	c'
1	1	1	0
1	0	0	1
0	0	0	1

$D-S$

c_1	c_2	c	c'
0	0	0	1
1	0	1	0
1	1	1	0

(1)

Din analiza tabelelor rezultă că exceptînd combinația 0,1 =0, funcția logică $c\,(c_1, c_2)$ poate fi realizată cu ajutorul unui circuit *SAU*. Situația de excepție se rezolvă forțînd basculareа în starea 0 a comparatorului CP_2, atunci cînd comparatorul CP_1 trece din 1 în 0. În această situație combinația 0,1 =0 devine 0,0 =0, compatibilă cu funcția *SAU*.

Trebuie remarcat următorul lucru : este posibil ca tensiunea de comparat să scadă fără a atinge valoarea necesară basculării comparatorului CP_1 în starea 1. Caracteristica *C* se obține însă corect. Dacă în continuare tensiunea de comparat crește, saltul caracteristicii *C* nu mai poate fi obținut, deoarece nici unul dintre comparatoare nu-și modifică starea (fig. 3 *a*). Rezultă că simultan cu trecerea comparatorului CP_2 din 0 în 1, trebuie forțată trecerea în starea 1 a comparatorului CP_1.

Din fig. 3 rezultă de asemenea că poate fi sintetizată și o a doua caracteristică de transfer fără histerezis *C'*, valorile corespunzătoare variabilei *c'* fiind date în același tabel (1).

3.2. *Cazul b.* Procedînd analog celor de la punctul precedent, rezultă că trebuie analizate caracteristicile din fig. 4. În acest caz, spre deosebire de cazul *a*, există două situații distincte, cărora le corespund tabelele de adevăr (2) și respectiv (3).

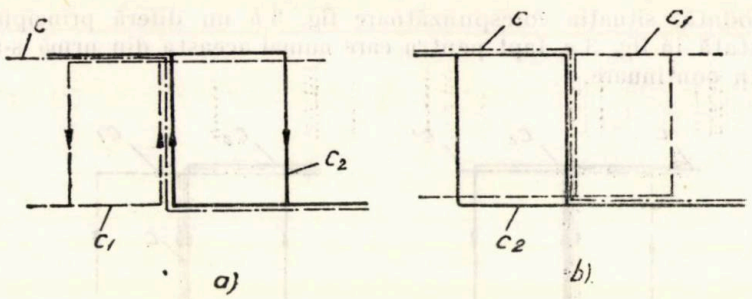


Fig. 4. Situațiile ce trebuiesc analizate în cazul unor caracteristici de transfer de tipul *A* și *B*.

(2)

$S-D$

c_1	c_2	c	c'
0	1	1	0
1	1	0	1
1	0	0	1

$D-S$

c_1	c_2	c	c'
1	0	0	1
1	1	1	0
0	1	1	0

(3)

$S-D$

c_1	c_2	c	c'
0	1	1	0
0	0	0	1
1	0	0	1

$D-S$

c_1	c_2	c	c'
1	0	0	1
0	0	1	0
0	1	1	0

Se constată că exceptînd combinațiile 1,1=0 (tab. (2)) și 0,0=0 (tab. (3)), funcția logică $c\,(c_1, c_2)$ este funcția implicație. Prima situație de excepție se rezolvă forțînd bascularea comparatorului CP_2 în starea 0, la trecerea comparatorului CP_1 din 0 în 1. În cel de-al doilea caz este necesar să se treacă în starea 1 comparatorul CP_1, atunci cînd comparatorul CP_2 trece din 1 în 0.

Din motive asemănătoare celor arătate la pct. 3.1, trebuie să se asigure simultan cu procesele de mai sus, bascularea lui CP_1 în 0, cînd CP_2 trece din 0 în 1 și respectiv trecerea lui CP_2 în starea 1, la modificarea stării lui CP_1 din 1 în 0.

3.3. *Cazul c.* Diagrama ce trebuie analizată în acest caz este reprezentată în fig. 5 și pe baza ei au fost întocmite tabelele de adevăr (4).

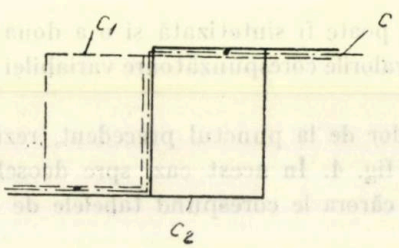


Fig. 5. Situația ce trebuie analizată cînd ambele caracteristici de transfer sînt de tipul *B*.

$S-D$

c_1	c_2	c	c'
0	0	0	1
1	0	1	0
1	1	1	0

$D-S$

c_1	c_2	c	c'
1	1	1	0
1	0	0	1
0	0	0	1

(4)

Situația de excepție care apare 1,0=0, impune bascularea comparatorului CP_1 în starea 0 odată cu trecerea comparatorului CP_2 din 1 în 0. Cu această condiție funcția $c\,(c_1, c_2)$ reprezintă un *SAU* logic.

Trebuie asigurat totodată ca la trecerea comparatorului CP_1 din starea 0 în starea 1, comparatorul CP_2 să basculeze din 0 în 1 (cazul *a*).

Tabelele de adevăr (1) ... (4) permit în toate situațiile posibile sinteza schemei logice de interconectare a comparatoarelor cu reacție, în vederea obținerii comparatorului cu zonă de indecizie nulă. Pe baza tabelelor de adevăr pot fi trase însă și următoarele două concluzii mai generale:

— saltul caracteristicii *C* nu poate avea loc decît în punctul în care ambele comparatoare își modifică starea, unul la creșterea tensiunii de comparat și celălalt la scăderea acestei tensiuni;

— comparatorul cu zonă de indecizie nulă poate avea caracteristica de transfer de tipul *C* sau *C'*. Dacă schema logică asigură pe una dintre ele, cealaltă rezultă simplu prin negare.

În vederea elaborării schemei electronice a circuitului trebuie rezolvate încă două probleme.

Prima se referă la găsirea unei posibilități de poziționare a caracteristicilor de transfer ale comparatoarelor cu reacție, încît să fie satisfăcute condițiile de la pct. 3.1 ... 3.3. Soluția problemei rezultă pe baza fig. 2. Dat fiind că nivelele u_{el} și u_{es} sînt fixe, poziția necesară a caracteristicilor dealungul axei absciselor se stabilește prin alegerea potrivită a tensiunilor de referință și a rezistențelor R_1, R_2.

A doua problemă ce trebuie soluționată, constă în găsirea unor procedee de trecere forțată a comparatorului cu reacție într-o anumită stare.

Una din metode constă în modificarea de scurtă durată a tensiunii de ieșire la valorile u_{el} sau u_{es}, fapt ce determină tranziția comparatorului în starea 0 respectiv 1. Noile stări se păstrează, deoarece în momentul imediat următor basculării, tensiunea de comparat nu tinde să le modifice (pct. 3.1 ... 3.3).

Trebuie remarcat că circuitul comparator realizat conform celor de mai sus, prezintă o singură intrare (ce rezultă prin legarea împreună a intrărilor corespunzătoare tensiunii de comparat) și o caracteristică de transfer unică. Datorită acestui fapt, utilizarea lui drept comparator diferențial presupune conectarea la intrare a unor circuite auxiliare, ceea ce constituie un dezavantaj.

Analizînd în final rezultatele obținute în cele 3 situații prezentate, se observă că schema logică este mai simplă în cazurile *a* și *c*. De asemenea, din punct de vedere aplicativ este de preferat să se utilizeze comparatoare cu caracteristica de transfer de tipul *A*. Acestea prezintă avantajul că în circuitul de reacție pozitivă nu intervine rezistența interioară a sursei tensiunii de comparat și deci nu se impun restricții cu privire la valoarea ei.

Pe baza considerentelor de mai sus, rezultă că circuitul corespunzător soluției de la pct. 3.1 este cel mai avantajos.

În încheiere se subliniază faptul că ideea sintezei caracteristicii de transfer cu ajutorul circuitelor logice, este aplicabilă și în cazul caracteristicilor cu o configurație mai complicată decît caracteristica cu zonă de indecizie nulă. Analiza funcționării circuitului în aceste situații poate fi efectuată după metoda utilizată la pct. 3.1 ... 3.3, însă evident va fi mult mai complexă.

4. **Rezultate experimentale.** Principalele concluzii stabilite la pct. 3 au fost verificate experimentînd comparatorul cu schema din fig. 6. Circuitul

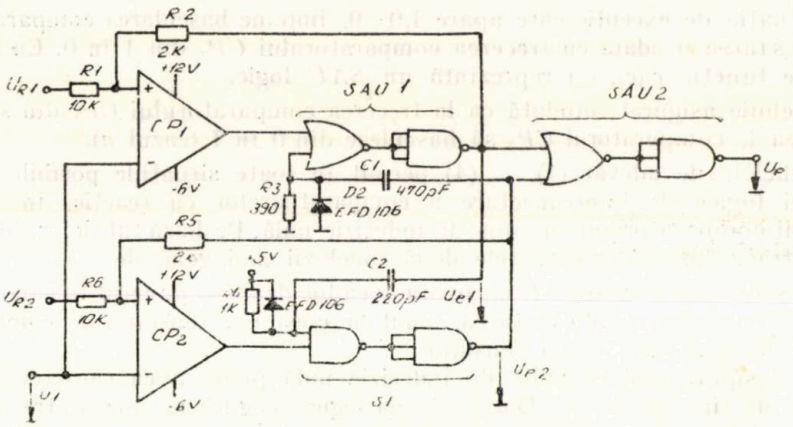


Fig. 6. Schema comparatorului cu zonă de indecizie nulă.

corespunde soluției de la pct. 3.1, ca fiind cea mai avantajoasă și are saltul caracteristicii C pentru o tensiune de comparat nulă.

Schema include în esență două comparatoare $CP1$, $CP2$ cu reacție și avînd caracteristicile de transfer de tipul A și un circuit SAU 2 pentru sinteza caracteristicii de transfer fără histerezis. Sînt prevăzute de asemenea circuitele de basculare forțată în zero (SI) și respectiv în 1 (SAU 1), prin modificarea tensiunii de ieșire.

Astfel, simultan cu trecerea comparatorului $CP1$ în starea 0 prin circuitul de diferențiere $R4$, $C2$, potențialul la o intrare a circuitului SI se micșorează temporar la valoarea corespunzătoare lui 0 binar. Ca urmare scade u_{e2}, încît $CP2$ trece de asemenea în starea 0 (pct. 3.1). Între procesele de basculare u_{e2} este determinată exclusiv de tensiunea de ieșire a comparatorului $CP2$, la cealaltă intrare a circuitului SI fiind aplicată o tensiune corespunzătoare lui 1 logic.

În mod similar, la trecerea comparatorului $CP2$ în starea 1, creșterea tensiunii u_{e2} determină prin circuitul $R3$, $C1$ apariția unui 1 logic la o intrare a circuitului SAU 1. În consecință crește și u_{e1}, determinînd bascularea lui $CP1$ în starea 1. Între procesele de basculare u_{e1} urmărește tensiunea de ieșire a comparatorului $CP1$, deoarece potențialul la cealaltă intrare a lui SAU 1 este corespunzător valorii 0 binar.

Circuitul a fost realizat utilizînd cît o jumătate din comparatoarele integrate duble CLB 2711. Partea logică conține circuite integrate TTL. Stabilirea poziției caracteristicii de transfer, conform celor arătate la pct. 3.1, s-a realizat în mod independent pentru fiecare comparator prin ajustarea tensiunilor U_{R1} respectiv U_{R2}. Determinarea caracteristicilor s-a făcut prin apli-

carea la intrarea comparatorului a unei tensiuni continue reglabile măsurată cu un voltmetru numeric și urmărirea răspunsului la ieșire cu ajutorul unui osciloscop.

Prin aceeași metodă a fost măsurată apoi caracteristica de transfer a întregului circuit, obținîndu-se dependența din fig. 3 *a*, care prezenta însă o histereză mai mică de 0,1 mV. Apariția histerezei a fost determinată de imprecizia cu care au fost poziționate cele două caracteristici de transfer în condițiile concrete de experiment. Performanțele la comutație ale comparatorului au fost determinate pentru un semnal de intrare dreptunghiular cu amplitudinea de 10 mV și o sarcină capacitivă de 20 pF (capacitatea de intrare a sondei osciloscopului). Timpii de ridicare și de cădere ai semnalului de ieșire, măsurați pe ecranul unui osciloscop de 25 MHz, au rezultat de 70 și respectiv 50 *ns*.

Trebuie precizat că prin măsurătorile efectuate s-a urmărit verificarea funcționării în principiu a comparatorului și nu stabilirea performanțelor sale limită. Acestea sînt determinate în cele din urmă de schema electronică adoptată, asupra căreia nu s-a putut interveni în cazul de față decît în mod limitat. Cu toate acestea, valorile măsurate arată că circuitul prezintă perspective certe de a realiza performanțe net superioare comparatoarelor integrate ce se fabrică actualmente.

Pe de altă parte, dat fiind valorile componentelor pasive pe care le include, circuitul poate fi realizat în întregime pe cale integrată. Cum amplificarea impusă comparatoarelor cu reacție este relativ scăzută, acestea pot fi concepute după scheme simple, încît circuitul în ansamblu nu va depăși ca grad de complexitate un comparator integrat cu performanțe medii [3].

5. **Concluzii.** Pe baza caracteristicilor de transfer a două comparatoare cu reacție pozitivă este posibilă sinteza, cu ajutorul unor circuite logice, a unei caracteristici de transfer cu zonă de indecizie teoretic nulă. Comparatorul astfel obținut funcționează în regim de comutație, astfel că prezintă timp de răspuns mic. Circuitul poate fi realizat în întregime pe cale integrată.

Procedeul de sinteză a caracteristicii de transfer cu ajutorul circuitelor logice este aplicabil și în cazul caracteristicilor cu o configurație mai complicată decît caracteristica cu zonă de indecizie nulă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Vătășescu A., ș. a. Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare și oscilatoare. București, Editura tehnică, 1971, p. 282.
[2] Tiponuț V., Metodă de reducere a zonei de indecizie la comparatoare și comparator cu zonă de indecizie redusă. Brevet OSIM nr. 69930.
[3] * * * Fairchild Linear Integrated Circuits Data Catalog U.S.A., 1973.

KOMPARATOR MIT KLEINER UNBESTIMMTHEITSGRENZE

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit wird eine Methode die die Synthese eines mit IC's bestückten Komparators, dessen Unbestimmtheitsgrenze theoretisch gleich Null ist, erlaubt, beschrieben.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

FAZMETRU NUMERIC CU MICROCALCULATOR

DE

V. STOICA

Măsurarea numerică a fazei unui semnal prezintă interes pentru laboratoarele sistemelor energetice, de telefonie sau de automatizări, acolo unde exprimarea numerică este solicitată pentru eventuale prelucrări ulterioare sau necesară pentru precizia de care se bucură. În decursul reglajelor şi a operaţiunilor de aliniere a circuitelor, un aparat numeric este preferat oricărui alt instrument, deoarece are o durată redusă a procesului de măsurare şi se citeşte comod. Măsurarea numerică a diferenţei de fază dintre două semnale de aceeaşi pulsaţie, sau măsurarea numerică a fazei unui semnal relativ la altul considerat de fază nulă, se poate face analizînd intervalele de timp puse în evidenţă de trecerile prin zero ale celor două semnale.

În literatură [1] se prezintă scheme de măsurare numerică a diferenţei de fază a două semnale ceea ce atestă interesul specialiştilor pentru această problemă. Se cunosc de asemenea aparate industriale care execută, conform unor metode de măsură proprii, operaţia de măsurare numerică a fazei, ceea ce confirmă încă o dată preocupările crescînde din acest domeniu. În prezentul articol se prezintă o metodă de măsurare, necunoscută în literatura accesibilă autorului, care între altele are meritul de a utiliza tehnica construita de industria microcalculatoarelor, fiind o încercare interesantă de aplicare a ceea ce a construit pe scară industrială tehnica numerică în domeniul măsurărilor de precizie.

Pricipiul de măsură. Considerăm două semnale $U_1 = U_m \sin \omega t$ şi $U_2 = U_m \sin \cdot (\omega t - \varphi)$ precum şi semnalele pulsatorii u_1 şi u_2, desenate ca în figura 1 şi ne propunem să măsurăm faza φ a semnalului U_2 relativ la sem-

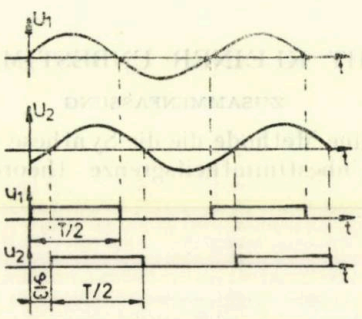


Fig. 1.

nalul U_1 considerat cu fază nulă. Semnalele u_1 și u_2 au formă de impulsuri dreptunghiulare cu factor de umplere 0,5 și cu fronturile plasate în momentele trecerii prin zero a semnalelor U_1 respectiv U_2. Un semnal de frecvență fixă f_0 este adus la intrarea numărătoarelor N_1 respectiv N_2 prin intermediul a două chei, K_1 și K_2, a căror închidere este comandată de dispozitivul de comandă *DC* (fig. 2) de-a lungul unor intervale de timp egale cu $T/2$ pentru K_1 și φ/ω

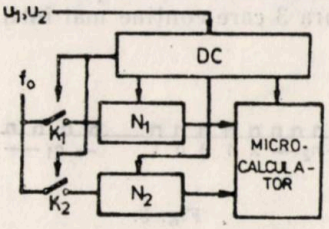


Fig. 2.

pentru K_2, obținute din semnalele u_1 și u_2. După deschiderea cheilor K_1 și K_2, admițînd că înainte de închiderea lor starea numărătoarelor a fost nulă, conținutul n_1 respectiv n_2 al acestora va fi:

$$n_1 = f_0 \frac{T}{2}; \qquad n_2 = f_0 \frac{\varphi}{\omega} = f_0 \frac{\varphi}{2\pi} \tag{1}$$

dependent de perioada T a semnalului U_1 și, pentru n_2 și de faza φ a semnalului U_2. Microcalculatorul, montat în aparatul de măsură, preia ritmic cele două numere n_1 și n_2, acumulate și memorate în N_1 și N_2, precum și comanda de a înmulți pe n_2 cu 180 și de a împărți produsul obținut cu n_1, în acest fel apărînd drept rezultat valoarea exprimată în grade a unghiului de defazaj φ.

Comenzi spre microcalculator. Prezența unui microcalculator în fazmetrul numeric aduce unele particularități interesante cum ar fi o prelucrare numerică de precizie ridicată, afișaj comod de realizat fiind de fapt cel cu care este dotat microcalculatorul, eliminarea unor operații asupra semnalelor și înlocuirea lor cu comenzi asupra sistemului de comandă existent în calculator [2]. Obținerea acestor avantaje se face prin execuția unei scheme de interfață între microcalculator și circuitele de măsură, numărătoarele N_1 și N_2 în cazul considerat.

În literatura publicată [2] se dau detalii suficiente pentru proiectarea unei părți a interfeței, relativ la comenzile ce substituie apăsarea pe claviatura microcalculatorului și la deplasările de potențiale necesare alinierii unei scheme construită cu circuite *TTL* cu schema microcalculatorului construit cu circuite *MOS*. Pentru cazul concret al execuției unui fazmetru numeric este necesar să precizăm detalii asupra succesiunii semnalelor de comandă care să permită calculul fazei și afișarea acesteia. Remarcăm cu acest prilej că, din analiza funcționării microcalculatorului *FELIX CE* 821 [3], sînt necesare comenzi cu durate de max 20 ms pentru orice tastă, numerică sau de operații și cu pauze variabile între comenzi pentru a se putea executa comanda dată. Pentru introducerea datelor numerice sînt necesare pauze de ordinul a 50 ms, pentru operația de înmulțire circa 120 ms, iar pentru operația de împărțire circa

250 ms. Analizînd structura semnalelor de funcționare a microcalculatorului rezultă posibilitatea sesizării momentului în care acesta acceptă o comandă nouă, ceea ce permite execuția unei interfețe cu cea mai mare viteză de acționare acceptată de microcalculator. Pentru operații puține și mereu aceleași, cum este cazul folosirii microcalculatorului pentru realizarea unui fazmetru numeric, se poate imagina o secvență de comandă cu intervale de timp care să aibă suficientă rezervă de siguranță, fără să asigure viteză maximă de prelucrare, dar realizabilă cu o schemă relativ simplă. Astfel se poate prezenta succesiunea de semnale din figura 3 care conține mai întîi semnalul de start utilizat

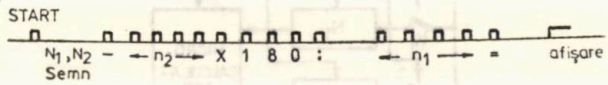


Fig. 3.

între altele și pentru ștergerea conținutului microcalculatorului, apoi o pauză în care se execută analiza semnalului fazei φ și numărarea în N_1 și N_2, după care urmează succesiunea de comenzi spre minicalculator. Acesta conține un prim semnal cu durata 20/60 ms pentru introducerea semnului, apoi patru semnale de 20/60 ms pentru introducerea numărului n_1, un semnal de același tip pentru operația de înmulțire urmat de alte trei semnale pentru cifrele 180. Succesiunea se continuă cu semnalul operației de împărțire urmat de o pauză dublă necesară realizării înmulțirii anterior comandate, după care apar patru semnale pentru introducerea numărului n_1 și un ultim semnal pentru operația de execuție =, după care se va executa operația de împărțire și afișare a rezultatului măsurării. Spre microcalculator se vor trimite 15 comenzi realizabile spre exemplu dintr-un numărător de faze construit cu patru ranguri binare acționat cu o secvență de tact de 20/60 ms obținută din frecvența rețelei de alimentare.

Stările acestui numărător, N în figura 5, se decodifică și se utilizează drept condiții de intrare spe comenzile ce acționează în locul tastaturii microcalculatorului. Spre exemplu starea $N^{(1)}$ va facilita intrarea cifrei ce reprezintă rangul miilor din numărul n_2, starea $N^{(2)}$ va facilita intrarea cifrei sutelor din n_2 ș.a.m.d.

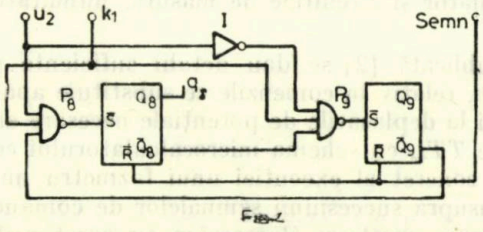


Fig. 4.

Schemă de sesizare a semnului fazei. În figura 4 se prezintă o schemă de sesizare a poziției relative a semnalelor U_1 și U_2 prin care se pune în evidență

semnalul q_8 egal cu „1" logic atunci cînd U_2 este în avans față de U_1, sau un semnal q_8 cu valoare logică „0" în caz contrar. Spre microcalculator se va transmite o comandă de inversare a semnalului atunci cînd există q_8 în starea „1" logic semnalizînd astfel fazele negative. Schema conține două bistabile Q_8 și Q_9 aduse în starea zero prin semnalul „Semn" ce acționează la intrările $\bar{R}$, în acest fel validîndu-se prin $\bar{Q}_8$ și $\bar{Q}_9$ cîte o intrare din porțile inversoare P_8 și P_9. A doua intrare din fiecare din aceste porți este validată de semnalul K_1 ce apare pe durata unei singure semiperioade a semnalului u_1. Dacă la apariția semnalului K_1 există și semnalul u_2, caz existent cînd faza este negativă și U_2 este în avans față de U_1, atunci poarta P_8 are validată și a treia intrare pe cîtă vreme poarta P_9, fiind acționată de u_2 prin inversorul I, nu are validată cea de a treia intrare. În acest caz bistabilul Q_8 va bascula emițînd semnalul q_8, totodată inhibînd prin $\overline{Q_8}$ acțiunea porții P_8. Semnalul fazei este determinat, deoarece în continuare nu va mai exista semnalul K_1 pînă la o nouă comandă de reluare a procesului de măsurare. Dacă la apariția semnalului K_1 nu există u_2, ceea ce se întîmplă dacă U_1 este în avans față de U_2 și deci faza este pozitivă, atunci poarta P_8 nu este validată la cea de a treia intrare, poarta P_9 este validată și la cea de a treia intrare prin u_2 și inversorul I, în acest fel ivindu-se posibilitatea basculării bistabilului Q_9 și inhibarea definitivă a porții P_8 prin semnalul $\overline{Q_9}$. Ca urmare, după încetarea acțiunii semnalului K_1, q_8 va avea valoare logică „0" indicînd faze pozitive. Semnalul K_1 urmează a se elabora sincron cu u_1 înainte de a se începe transmiterea comenzilor spre microcalculator.

Schema de comandă a cheilor K_1 **și** K_2. Cele două chei K_1 și K_2 prezente în figura 2 urmează a fi închise în conformitate cu pozițiile semanalelor u_1 și u_2, K_1 pe durata unui impuls u_1 iar K_2 pe durata intersecției $u_1 \cdot \bar{u}_2$ în interiorul intervalului de timp în care este închisă și cheia K_1. În figura 5 se

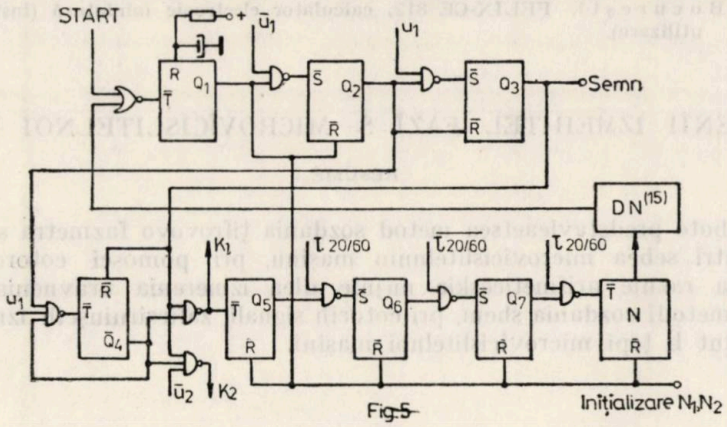


Fig. 5.

prezintă o schemă prin care se realizează sincronizarea comenzilor spre cheile K_1 și K_2. Semnalul „*START*" declanșează funcționarea întregii scheme. Acest semnal se va genera dintr-un oscilator cu perioadă reglabilă la îndemîna utilizatorului, spre exemplu între 2 și 20 secunde. Apariția semnalului

START duce la bascularea trigherului Q_1, în acest fel memorîndu-se comanda de începere a procesului de măsurare. Bistabilele Q_2 și Q_3, comandate în cascadă din Q_1, au rolul de a sincroniza comenzile cu semnalul u_1, semnalul „Semn" de la ieșirea bistabilului Q_3 apărînd după încetarea semnalului „*START*" și numai la apariția unui impuls u_1. Bistabilul Q_4 autocontrolat prin semnalul propriu $\overline{Q_4}$, este acționat la intrarea de tact cu primul impuls complet u_1, după apariția semnalului „Semn" și va fi trecut în starea complementară astfel încît semnalul K_1 va exista numai de-a lungul unui singur impuls complet al semnalului u_1. Pentru comanda cheii K_2 se realizează cu o poartă cu trei intrări semnalul corespunzător prin intersecția semnalelor aferente închiderii cheii K_1 cu semnalul $\bar{u}_2$. Se observă în schemă realizarea închiderilor sincronizate cu u_1 și u_2 a celor două chei K_1 și K_2.

Schema din figura 5 se continuă cu bistabilele Q_5, Q_6 și Q_7 prin care se realizează transmiterea unor semnale de tact, în numărătorul N, sincronizate, după încetarea acțiunii asupra cheilor K_1 și K_2, cu semnalele de durată 20/60 ms. În acest sens bistabilul Q_4 va sesiza sfîrșitul acțiunii cheii K_1, bistabilul Q_6 va sesiza prezența semnalului 20/60 ms, iar bistabilul Q_7 apariția pauzei în semnalul 20/60 ms, ultima poartă, care facilitează intrarea tactelor în numărătorul N, fiind activată cu primul impuls complet din succesiunea 20/60 ms. Numărătorul N va genera secvența de faze necesară comenzii spre microcalculator, ultima comandă dată fiind preluată de decodificatorul DN și introdusă în bistabilul Q_1 cu scopul aducerii în starea inițială a întregii scheme de comandă.

BIBLIOGRAFIE

[1] E. POP., V. Stoica, Principii și metode de măsurare numerică. Editura Facla, 1977

[2] E. Petriu, I. Naforniță, Introducerea unui microcalculator în instrumentația de măsură și control. Simpozion I.P.T — 1977.

[3] C.C.E. București, FELIX-CE 812, calculator electronic miniatură (instrucțiuni de utilizare).

CISSLENÎI IZMERITEL FAZÎ S MICROVÎCISLITELNOI MAȘINOI

RÉSUMÉ

V rabote predstavleaetsea metod sozdania țifrovovo fazmetra soderjaiuș-cevo vnutri sebea microvîcislitelnuiu mașinu, pri pomoșci cotoroi udobno cisleaetsea raznîe arifmeticeskie nujnîe dlea izmerenia uravnenia. v state daiutsea metodî cozdania shem, pri cotorîh signali, zaficsiruiușcih izmereaemoi fazî, voidut b țepi microvîcislitelnoi mașinî.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

MĂSURAREA NUMERICĂ A DISTANŢEI PÎNĂ LA LOCUL SCURTCIRCUITULUI ÎN LINII DE ÎNALTĂ TENSIUNE

DE

V. STOICA

Cu o bună aproximaţie se acceptă că distanţa pînă la locul scurtcircuitului în liniile de înaltă tensiune se poate determina din raportul tensiunii din momentul scurtcircuitului către curentul de scurtcircuit, impedanţa arcului electric fiind neglijată în comparaţie cu impedanţa liniei. Dacă măsurarea se face la cele două capete ale liniei de înaltă tensiune, cele două distanţe ce se determină vor încadra simetric locul defectului, astfel încît aproximarea distanţei se face cu erori mici.

Distanţa dintre punctul de măsură şi locul scurtcircuitului se poate măsura cu o instalaţie numerică care se bucură de avantajele sistemelor discrete cum ar fi precizia, viteza de măsurare, automatizarea pronunţată, complexitate şi preţ de cost mai ridicat decît sistemele analogice. Schema de măsurare numerică a distanţei pînă la locul scurtcircuitului execută raportul a două mărimi, una proporţională cu tensiunea U existentă în locul de măsură, iar cealaltă proporţională cu curentul de scurtcircuit I, adică raportul

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{x}{k_1} \tag{1}$$

care este proporţional cu distanţa x pînă la locul cu defect, k_1 fiind o constantă pentru o linie dată. În figura 1 se prezintă schema bloc din care rezultă principiul original de măsurare. Două convertoare, U/U_u şi I/U_i transformă mărimile alternative U şi I, proprii regimului de scurtcircuit, în mărimile U_u şi U_i, tensiuni continue cu valori de ordinul volţilor şi polarităţi corespunzătoare

$$U_u = k_u U \; ; \quad U_i = k_i I \tag{2}$$

Sumatorul Σ adună un curent negativ i_u, proporţional cu tensiunea U_u, factorul de proporţionalitate fiind valoarea unei rezistenţe R, cu un curent i_i proporţional cu tensiunea U_i, factorul de proporţionalitate fiind valoarea unei conductanţe variabile G, cunoscută în orice moment. În procesul de măsurare, dispozitivul de comandă DC schimbă valoarea conductanţei G iar compara-

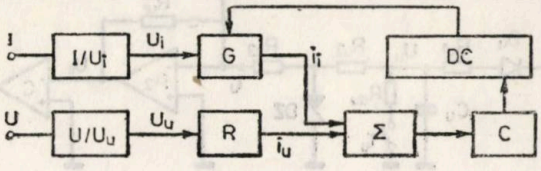


Fig. 1.

torul C sesizează momentul în care suma celor doi curenți i_u și i_i este nulă. În acel moment se memorează valoarea conductanței G care satisface egalitatea :

$$GU_i + \frac{U_u}{R} = 0$$

ceea ce înseamnă, ținînd cont de (1)

$$k_i IG - k_u \frac{U}{R} = 0$$

sau într-o altă formă :

$$\frac{U}{I} = RG \frac{k_i}{k_u} \tag{3}$$

Conductanța G se realizează cuplînd în paralel conductanțe cu valori aranjate în progresie geometrică, astfel că se poate scrie :

$$G = G_0 \sum_{j=1}^{n} s_j 2^{-j} \tag{4}$$

în care s_j este 1 sau 0 după cum este sau nu cuplată conductanța din poziția j. Suma din relația de mai sus :

$$N = \sum_{j=1}^{n} s_j 2^{-j}$$

este un număr zecimal subunitar, pentru relația (1) urmînd a se scrie

$$X = \frac{U}{I} k_1 = k_1 \frac{k_i}{k_u} RG_0 N \tag{5}$$

Se vede din relația (5) că numărul N exprimă distanța X la scara unei constante care conține parametrii convertoarelor, U/U_u și I/U_i, parametrii conductanței G_0 și a rezistenței R, precum și caracteristicile liniei de înaltă tensiune k_1.

În figura 2 este prezentată schema de măsură în care se pot distinge ramura superioară, ramura inferioară și elementele de comparație. Pe ramura superioară este montat un transformator Tr_i, conectat într-un regim foarte apropiat de cel de scurtcircuit, care oferă la bornele rezistenței R_0 o tensiune alternativă proporțională cu curentul I. Prin dioda redresoare Di se încarcă condensatorul Ci pînă la valoarea de vîrf U_1', iar prin rezistențele R_{i2} și R_{ir} și amplificatorul operațional μ_1 se generează tensiunea pozitivă U_i. Această

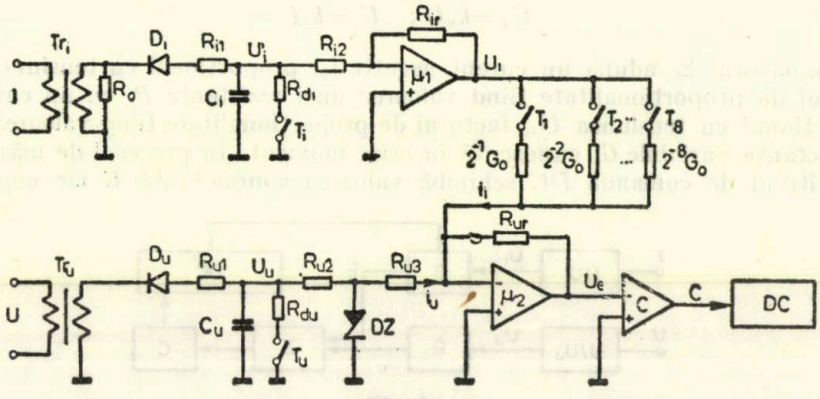


Fig. 2.

tensiune acționează, prin conductanțele G_j ($j=1-8$) înseriate cu cheile T_j, la intrarea sumatorului realizat de amplificatorul operațional μ_2.

Pe ramura inferioară acționează tensiunea U prin intermediul transformatorului Tr_u și încarcă condensatorul Cu prin dioda Du, pînă la valoarea de vîrf, negativă, U_u. Dioda Zener Dz, plasată între rezistențele R_{u2} și R_{u3}, are rolul de a limita valoarea tensiunii aduse la intrarea sumatorului μ_2, atunci cînd, în condiții normale, tensiunea U_u are valori mari, de cinci—zece ori mai mari decît în cazul scurtcircuitelor.

Tensiunea U_u acționează prin rezistențele R_{u2} și R_{u3} la intrarea inversoare a amplificatorului μ_2, tot acolo unde acționează tensiunea U_i prin intermediul grupului de conductațe G. La ieșirea sumatorului μ_2 apare o tensiune U_e proporțională cu suma curenților sosiți, pozitivă dacă $|i_u| > i_i$ și negativă în caz contrar. Comparatorul C sesizează polaritatea acestei tensiuni și acționează în dispozitivul de comandă printr-un semnal logic „1" dacă $U_e<0$ sau prin semnal logic „0" dacă $U_e>0$.

Dispozitivul de comandă execută procesul de măsurare în cinci etape de timp de lungime diferite, prin care se asigură efectuarea măsurării în conformitate cu condițiile tehnice din momentul scurtcircuitului. Intervalul de timp Δt_1 este lung, neprecizat, fiind premergător semnalului START care alertează schema de măsurare. Semnalul START este adus în schema de măsură, din

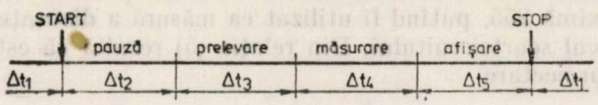


Fig. 3.

dispozitivele specializate ale stației de înaltă tensiune unde se montează schema de măsură, atunci cînd se manifestă un scurtcircuit pe linie. Din acest moment începe intervalul de timp Δt_2, organizat de dispozitivul de comandă DC. Acest interval se reglează astfel încît să fie timp să se liniștească procesele tranzitorii ce apar în linia scurtcircuitată, iar mărimile U și I existente la sfîrșitul intervalului Δt_2 să aibă valori cvasistaționare din care să se poată calcula impedanța Z. În mod obișnuit $\Delta t_2=70-100$ ms. În acest interval de timp sînt închise cheile T_i și T_u din figura 2, iar condensatoarele C_i și C_u se descarcă de sarcina electrică existentă, astfel încît sînt pregătite pentru lucru. Rezistențele R_{u1} și R_{du}, respectiv R_{i1}, și R_{di}, se aleg astfel încît să se asigure descărcarea condensatoarelor în intervalul Δt_2 pînă la cel puțin 0,5 din U_u respectiv U_i.

În intervalul de timp Δt_3 se deschid cheile T_i și T_u. Condensatoarele C_i și C_u se încarcă pînă la valoarea de vîrf a tensiunilor U_i respectiv U_u, proprii regimului de scurtcircuit. Intervalul Δt_3 este cu ceva mai lung decît 20 ms pentru a se garanta existența unui maxim negativ la fiecare din cele două intrări ale schemei de măsură. Cheile T_i și T_u vor rămîne în stare deschisă pînă la viitoarea acționare a schemei, cînd, în urma unui alt scurtcircuit, se elaborează din nou un interval de timp Δt_2.

În intervalul de timp Δt_4 se realizează procesul de măsurare propriu-zis. În acest scop se conectează pe rînd cîte o cheie T_j ($j=1-8$) începînd cu aceea înseriată cu cea mai mare conductanță, $2^{-1}G_0$. Cheia se ține închisă un interval de timp suficient pentru ca comparatorul C să stabilească dacă U_e este pozitivă sau negativă, adică dacă în valoarea absolută $|i_u|$ este mai mare sau mai mic decît i_i. Drept urmare dispozitivul de comandă ține în continuare

cheia respectivă închisă dacă U_e a fost pozitivă, sau deconectează cheia în caz contrar. Se vede deci că se execută o încercare asupra nivelului pe care-l atinge curentul i_i prin conectarea unei conductanțe. Conductanța se păstrează în circuit dacă nivelul curentului i_i este inferior nivelului curentului $|i_u|$. Încercarea următoare se realizează conectînd printr-o altă cheie o conductanță de două ori mai mică, $2^{-2}G_0$, urmînd ca să se rețină cheia în stare închisă dacă U_e a fost pozitivă (nivelul curentului i_i încă nu a atins nivelul curentului $|i_u|$), sau să se deschidă în caz contrar. Continuînd această operație, cu conductanțe din ce în ce mai mici, se ajunge ca $|i_u|$ să fie suficient de puțin diferit de i_i, orice conductanță fiind decuplată dacă, după conectarea cheii respective, se constată că i_i a depășit pe $|i_u|$, adică a condus la valori negative pentru tensiunea U_e analizată de comparatorul C. Metoda creșterii curentului i_i prin jumătate din valoarea anterior încercată asigură o viteză mare de măsurare. După ce au fost încercate toate cheile T_1-T_8 se sfîrșește intervalul de timp Δt_4, procesul de determinare a conductanței G care echilibrează schema fiind încheiat. Conductanța are acum valoarea

$$G=G_0\sum_{j=1}^{n}2^{-j}s_j=G_0N$$

în care s_j va fi „1" sau „0" după cum cheia T_j a rămas conectată sau deconectată. Stările cheilor se decodifică din binar în zecimal pentru a obține un număr, cu valoare maximă 255, putînd fi utilizat ca măsură a distanței, exprimată în km, pînă la locul scurtcircuitului. Din relația (5) rezultă că este necesar să se realizeze prin proiectare

$$k_1\frac{k_i}{k_u}RG_0=256.$$

Intervalul de timp Δt_5 se utilizează pentru a se afișa valoarea măsurată a distanței X. Acest interval se prelungește pînă cînd personalul de exploatare a stației de înaltă tensiune a luat la cunoștință despre valoarea afișată și a elaborat semnalul *STOP*, prin aceasta schema de măsură trecînd în regim de așteptare.

Schema dispozitivului de comandă realizat pentru conducerea procesului de măsurare a distanței pînă la locul defectului în liniile de înaltă tensiune, are unele particularități originale prin care se execută încercarea fiecărei conductanțe G_1-G_8, cu păstrarea ei în stare conectată dacă U_e a fost pozitivă, sau cu deconectarea ei dacă U_e a fost negativă. Fiecare din cheile T_1-T_8 este comandată de starea unei celule de memorie M_1-M_8 realizată din trighere Master-Slave. Intrările JK ale fiecărei celule sînt controlate de stările unui numărător compus din trei bistabile, B_1, B_2, B_3 în figura 4. În decursul inter-

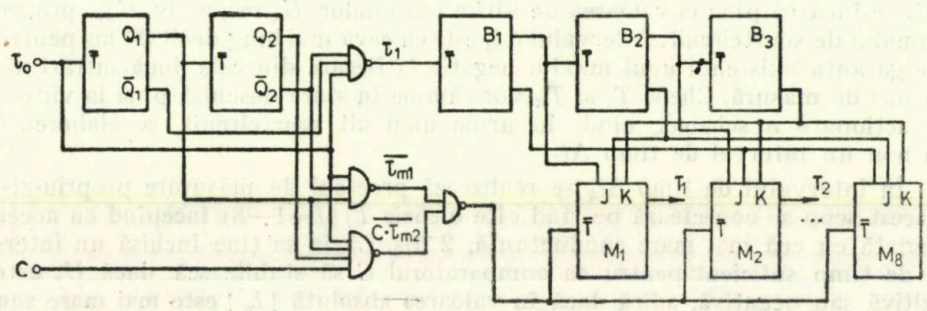


Fig. 4.

valului de timp Δt_4, acest numărător este acționat cu semnalele de tact τ_1 din figura 5, iar cele 8 celule de memorie $M_1 - M_8$ sînt activate succesiv, una după alta, după ce la începutul procesului s-a executat o aducere a lor în starea de repaus. Intrările de tact ale celulelor de memorie sînt conectate în paralel și

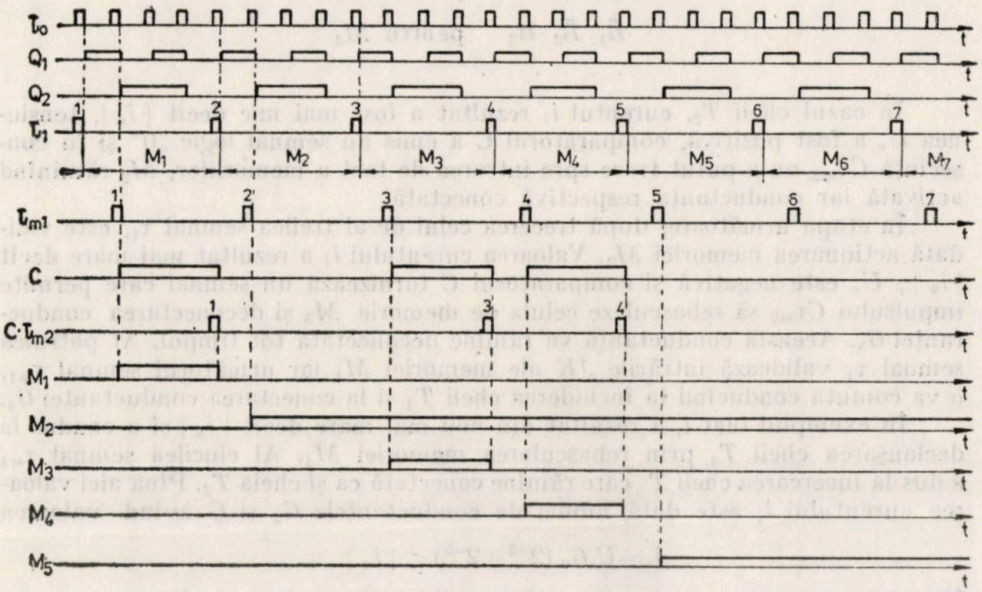


Fig. 5.

sînt acționate cu reuniunea semnalelor $\tau_{m1} + C\tau_{m2}$ prezentate în figura 5. Semnalul τ_{m1} este plasat la scurt timp după τ_1 și are rolul de a bascula trigherul care are condițiile realizate la intrările JK, deci de a bascula o singură celulă de memorie corespunzătoare cheii și conductanței care urmează a fi încercată. Semnalul $C\tau_{m2}$ apare la scurt timp după τ_{m1} și numai dacă tensiunea U_c este negativă (dacă tensiunea U_c a fost pozitivă, acest semnal fiind blocat). În acest fel, dacă cheia și conductanța conectată de celula de memorie a avut ca urmare apariția unui curent $i_i > |i_u|$. iar U_c a devenit negativă, comparatorul C emite un semnal logic „1" iar impulsul $C\tau_{m2}$ trece spre trigherele de memorie. Drept urmare celula în discuție rebasculează revenind în poziția de repaus, cheia și conductanța deconectîndu-se.

Pentru realizarea semnalelor τ_1, τ_{m1}, $C\tau_{m2}$, se utilizează o secvență de tact τ_0 și două bistabile Q_1 și Q_2, prin care se asigură plasarea în timp a semnalelor așa cum se vede în figura 5. Aici s-a luat ca exemplu cazul în care, după închiderea cheii T_1, comparatorul C a elaborat un semnal logic „1" și a permis emiterea semnalului $C\tau_{m2}$, acesta conducînd la deconectarea memoriei M_1. Încercarea cheii T_2 este realizată de al doilea semnal τ_1, după ce în prealabil circuitele $B_1B_2B_3$ asiguraseră condiții de basculare pentru M_2. În acest scop au fost

folosite cele trei intrări JK ale circuitului CDB 472 din care se realizează memoriile $M_1 - M_B$, la care se aduc semnalele :

$B_1\ \bar{B}_2\ \bar{B}_3$ pentru M_1

$\bar{B}_1\ B_2\ \bar{B}_3$ pentru M_2

$B_1\ B_2\ \bar{B}_3$ pentru M_3

$\bar{B}_1\ \bar{B}_2\ B_3$ pentru M_4

. . . . . .

În cazul cheii T_2, curentul i_i rezultat a fost mai mic decît $| i_u |$, tensiunea U_e a fost pozitivă, comparatorul C a emis un semnal logic „0" și în consecință $C\tau_{m2}$ nu a putut trece spre intrarea de tact a memoriilor, M_2 rămînînd activată iar conductanța respectivă conectată.

În etapa următoare, după trecerea celui de al treilea semnal τ_1, este validată acționarea memoriei M_3. Valoarea curentului i_i a rezultat mai mare decît $| i_u |$, U_e este negativă și comparatorul C furnizează un semnal care permite impulsului $C\tau_{m2}$ să rebasculeze celula de memorie M_3 și deconectarea conductanței G_3. Această conductanță va rămîne deconectată tot timpul. Al patrulea semnal τ_1 validează intrările JK ale memoriei M_4 iar următorul semnal τ_{m1}, o va comuta conducînd la închiderea cheii T_4 și la conectarea conductanței G_4.

În exemplul luat i_i a rezultat din nou mai mare decît $| i_u |$ și a condus la declanșarea cheii T_4 prin rebascularea memoriei M_4. Al cincilea semnal τ_{m1} a dus la încercarea cheii T care rămîne conectată ca și cheia T_2. Pînă aici valoarea curentului i_i este dată numai de conductanțele G_2 și G avînd valoarea

$$i_i = U_i G_0 (2^{-2} + 2^{-5}) < | i_u |$$

În continuare procesele decurg analog pînă este încercată și ultima cheie T_8.

Concluzii. Cu schema și metoda prezentată în rîndurile de mai sus se poate realiza măsurarea distanței de la stația de transformare pînă la locul scurtcircuitului din linia de înaltă tensiune cu o precizie de $\pm$ 1 km, adică cu o eroare de maxim 0,4%. Măsurarea se execută în interiorul intervalului de timp în care protecția liniei încă nu a executat declanșarea întrerupătorului care separă linia în scurtcircuit.

BIBLIOGRAFIE

[1] Brevet R.S.R. 68839 Stoica V., Procedeu și dispozitiv de determinare a modulului impedanței liniei de înaltă tensiune aflată în scurtcircuit.

CISSLENOE IZMERENIE ROSTOIANIA COROTCOVO ZAMÎCANIA V. LINII VÎSOCOVO NAPREAJENIEA

RÉZUMÉ

B rabote predstavleaetsea originalnîi metod cisslennovo izmerenia rastoiania mejdu electricescoi stanției i mestom corotcovo zamîcania linii vîsocovo napreajenia. Metod iscet ravenstvo mejdu dvumea tocami, odnim iz cotorîh iavleact toc proporționalen napreajenii a drugoi, zaviseașcii ot izmeneaiușcih provodimostei, proporționalen tocu corotcovo zamîcania. Provodimosti vkluciaiutsea cluciami, a sostoianie etih clucei preobrazuetsea v țifrah pri cotorih izmereaetsea rastoianie. Chema izmereaet rastoianie ot 1 do 255 Km, imeea vozmojnosti rașșiriti eti predelî.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

DETECTOR DE VÎRF PENTRU UN VOLTMETRU NUMERIC

DE

V. TIPONUŢ

Detectoarele de vîrf sînt frecvent utilizate în aparatura de măsură, cu precădere în voltmetrele electronice. Necesităţile sporite din ultima vreme, vizînd îndeosebi precizia şi automatizarea procesului de măsură — atribute specifice aparatelor numerice — au condus la elaborarea de voltmetre de vîrf numerice [1], în care circuitul specific şi care determină în principal performanţele aparatului, este detectorul de vîrf.

În lucrare se prezintă schema unui detector de vîrf şi a convertorului tensiune-timp asociat precum şi considerentele avute în vedere la elaborarea acestuia. Circuitul a fost conceput spre a fi utilizat într-un aparat numeric complex, destinat măsurării valorilor extreme ale supratensiunilor de comutaţie, cu aplicaţii în electroenergetică.

1. **Schema bloc adoptată.** Principalele cerinţe impuse schemei menţionate constau în următoarele :

— o eroare totală de măsură, în condiţii nominale de lucru, mai mică de 0,5% ;

— investigarea tensiunii de intrare simultan în domeniul valorilor pozitive şi negative cu memorarea valorii extreme atinse, fără precizarea semnului extremului ;

— convertorul analog-numeric *CAN* să fie cît mai simplu.

Prima condiţie impune realizarea circuitului detector după schema cu comparator [2] ; cea de a doua cerinţă necesită în principiu utilizarea simultană a două asemenea detectoare, încît în ansamblu circuitul rezultă extrem de complex. De aceea s-a luat drept punct de plecare schema unui detector de valori extreme [3] [4], care prezintă avantaje certe sub aspectul simplităţii şi al preciziei măsurării. Detectorul de extrem se dovedeşte avantajos, pe de altă parte şi ca urmare a faptului că furnizează la ieşire o tensiune cu o aceeaşi polaritate, indiferent de semnul extremului. În această situaţie *CAN* rezultă, evident, mai simplu.

Simplitatea *CAN* utilizat — ultima cerinţă menţionată — este extrem de importantă, cunoscut fiind faptul că ponderea acestui circuit în ansamblul circuitelor unui voltmetru numeric este însemnată.

Avînd în vedere că tensiunea de măsurat U_x se găseşte memorată, înaintea conversiei, la bornele unui condensator, apare ca raţională utilizarea unui *CAN* de tipul tensiune-timp. Procedeul de conversie constă în descărcarea cu un curent constant I a condensatorului de memorare C_m, pînă ce tensiunea la bornele condensatorului devine nulă, adică :

$$U_x - \frac{I}{C_m} \cdot \Delta t = 0 \qquad (1)$$

Din rel. (1) rezultă că tensiunea U_x (valoarea extremă) este proporțională cu intervalul Δt, pe durata căruia are loc descărcarea ; acest interval este măsurat apoi prin procedeul cunoscut de numărare a unor impulsuri avînd perioada de repetiție cunoscută cu mare precizie.

Sesizarea momentului anulării tensiunii la bornele condensatorului se face cu ajutorul unui comparator ; cum pe durata conversiei detectorul de extrem este inactiv, funcția de comparare față de zero poate fi realizată cu ajutorul unuia dintre comparatoarele incluse în acest circuit, fapt ce conduce la economie de componente.

Pe baza considerentelor de mai sus schema bloc a detectorului de vîrf și a convertorului tensiune-timp rezultă ca în fig. 1. Amplificatorul invertor AI, compa-

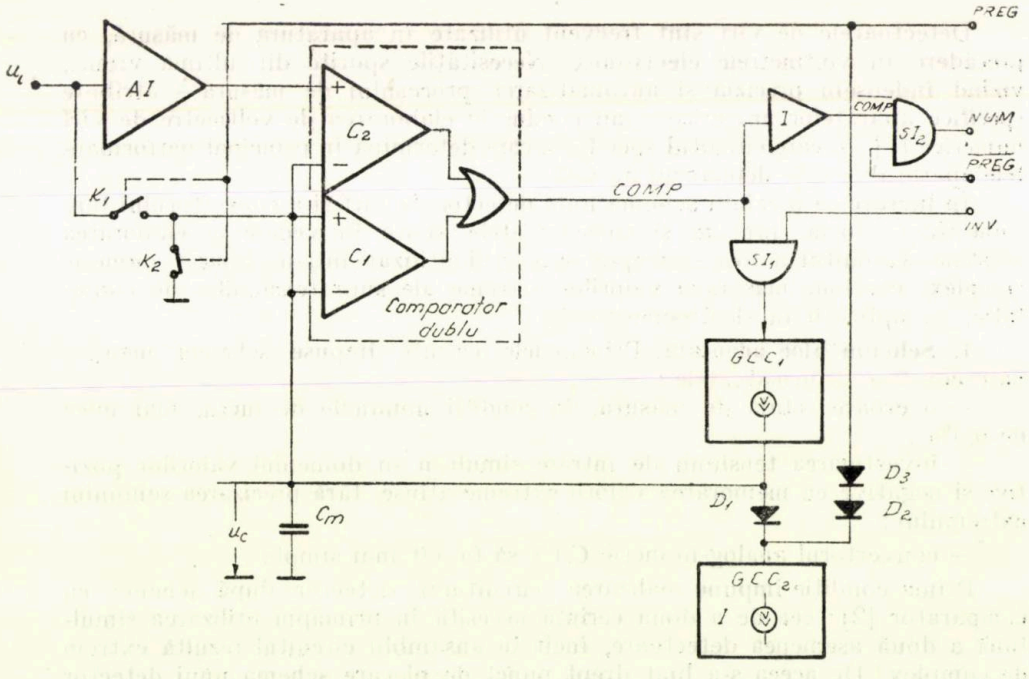


Fig. 1. Schema bloc a detectorului de vîrf și a convertorului tensiune-timp.

ratorul dublu C_1, C_2 și condensatorul de memorare C_m alcătuiesc împreună un detector de valori extreme [3]. Ori de cîte ori tensiunea de intrare depășește fie în domeniul valorilor pozitive, fie în domeniul valorilor negative o valoare extremă precedentă, memorată la bornele condensatorului, comparatorul C_1 respectiv C_2 determină apariția unui „1" logic la ieșirea dublului comparator (se are în vedere logica pozitivă) ; prin circuitul poartă SI_1 este activat ca urmare generatorul de curent constant GCC_1, care încarcă condensatorul C_m la noul extrem al tensiunii de intrare. Prezența generatorului GCC_1, se justifică prin aceea că în condițiile încărcării liniare a condensatorului de memorare, eroarea determinată de timpul finit de comutare al comparatorului rezultă mai mică [4].

Funcționarea în timp a circuitului din fig. 1 cuprinde 4 etape distincte, evidențiate în diagramele din fig. 2.

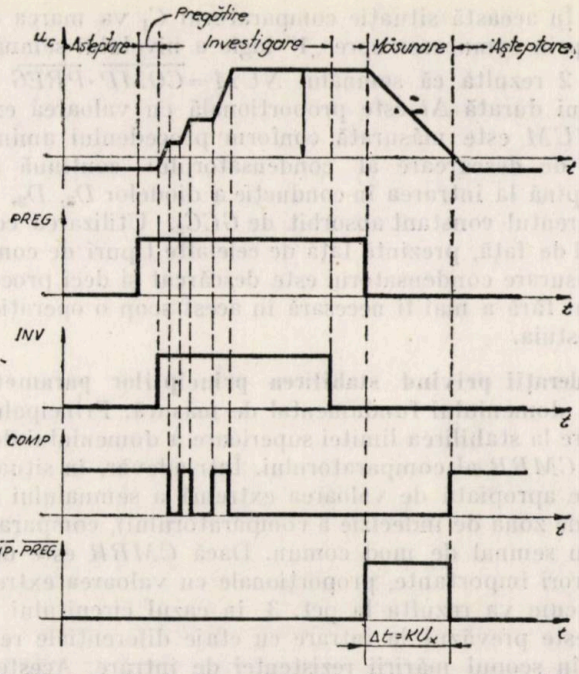


Fig. 2. Diagramele de timp ale tensiunilor în principalele puncte ale schemei detectorului și convertorului tensiune-timp.

În etapa de așteptare, între două măsurări succesive, semnalul logic $PREG=0$ comandă în antifază cheile K_1, K_2 în stare deschisă respectiv închisă. Ca urmare, intrarea „+" a comparatorului C_1 este conectată la masă și datorită potențialului negativ stabilit la bornele condensatorului C_m, semnalul *COMP*, la ieșirea dublului comparator, va fi „1" logic (indiferent de starea lui C_2). În consecință, la ieșirea invertorului *I* precum și la ieșirea circuitului SI_2 (fig. 1) se va obține „0" logic. Potențialul negativ la borna „—" a comparatorului C_1 este determinat de generatorul de curent constant GCC_2, diodele D_2, D_3 în conducție și dioda D_1 la limita de blocare (se va avea în vedere că $PREG=0$).

Investigarea variațiilor tensiunii de intrare are loc pe durata impulsului *INV*. Apariția acestui impuls este precedată de operații pregătitoare, determinate de modificarea în „1" logic a nivelului semnalului *PREG* și anume:

— modificarea stării cheilor K_1, K_2 încît prin K_1 în stare închisă să se permită accesul semnalului de studiat la intrarea comparatorului C_1;

— stabilirea potențialului catodului diodei D_1 la o valoare pozitivă care să asigure starea blocată a acesteia.

Procesele menționate se desfășoară înaintea etapei de investigare, cu scopul evitării apariției unor erori de măsură, determinate de regimurile tranzitorii ce apar la comutare. Prin modificarea stării cheilor de la intrare, spre exemplu, apar supracreșteri ale semnalului util aplicat comparatorului C_1, a căror valoare fiind memorată, poate conduce la erori în cazul unui eventual extrem pozitiv.

Etapa de măsurare este inițială la apariția frontului posterior al impulsului *PREG*, cînd dioda D_1 intră în conducție și are loc descărcarea liniară a condensatorului C_m. Totodată este modificată starea cheilor K_1, K_2 — cheia K_2 devenind conductoare — astfel că este conectată la masă intrarea „+" a compa-

ratorului C_1. În această situație comparatorul C_1 va marca momentul anulării tensiunii u_c, prin comutarea spre „1" logic a nivelului semnalului *COMP*.

Din fig. 2 rezultă că semnalul $NUM = \overline{COMP} \cdot \overline{PREG}$ va reprezenta un impuls a cărui durată Δt este proporțională cu valoarea extremului. Durata impulsului *NUM* este măsurată conform procedeului amintit.

Procesul de descărcare al condensatorului continuă și după anularea tensiunii u_c, pînă la intrarea în conducție a diodelor D_2, D_3, care vor asigura în continuare curentul constant absorbit de GCC_2. Utilizarea conversiei tensiune-timp, în cazul de față, prezintă față de celelalte tipuri de conversie și avantajul că după o măsurare condensatorul este descărcat și deci procesul de investigare poate fi reluat fără a mai fi necesară în acest scop o operație distinctă de descărcare a acestuia.

2. **Considerații privind stabilirea principiilor parametri ai circuitului.** 2.1. Alegerea domeniului fundamental de măsură. Principalul factor restrictiv avut în vedere la stabilirea limitei superioare a domeniului de măsură îl constituie factorul *CMRR* al comparatorului. Într-adevăr, în situația în care tensiunea u_c devine apropiată de valoarea extremă a semnalului u_i (diferența fiind determinată de zona de indecizie a comparatorului), comparatorul va fi comandat numai cu semnal de mod comun. Dacă *CMRR* este de valoare scăzută, vor apărea erori importante, proporționale cu valoarea extremă a tensiunii de intrare. Așa cum va rezulta la pct. 3, în cazul circuitului considerat, dublul comparator este prevăzut la intrare cu etaje diferențiale realizate cu tranzistoare *FET*, în scopul măririi rezistenței de intrare. Aceste etaje micșorează considerabil *CMRR*, ca urmare a neidentității caracteristicilor tranzistoarelor utilizate. Din acest considerent, valoarea extremă a semnalului de intrare a fost limitată la 1V, caz în care eroarea raportată maximă, determinată de valoarea finită a *CMRR*, nu depășește 0,1%.

2.2. Stabilirea numărului de ranguri zecimale. În cazul voltmetrelor numerice numărul de ranguri zecimale se stabilește în așa fel, încît eroarea maximă de cuantizare să fie în general de cîteva ori mai mică decît eroarea introdusă de circuitele analogice. Considerînd 3 ranguri zecimale, cu indicația maximă 999, eroarea raportată maximă corespunzătoare cuantizării rezultă de 0,1%. Această valoare reprezintă o cotă parte acceptabilă din eroarea totală de 0,5% (eroarea diferență fiind introdusă de circuitele analogice).

2.3. Stabilirea valorii capacității C_m. Din punctul de vedere al comportării dinamice a detectorului de vîrf capacitatea C_m este de dorit să fie cît mai mică, încît să rezulte o constantă de timp de încărcare redusă. Pe de altă parte, o capacitate insuficient de mare conduce la erori, ca urmare a vitezei mari de alterare a tensiunii memorate. Pentru $C_m = 0{,}1\ \mu F$ viteza de alterare măsurată în condițiile concrete de experiment a fost mai mică de 0,5 mV/s. Dat fiindcă durata impusă a procesului de investigare este de cca 100 ms, după care urmează imediat conversia tensiune-timp, mărimea indicată a lui C_m se consideră acceptabilă.

2.4. Stabilirea frecvenței de repetiție f_r a impulsurilor pentru măsurarea intervalului de timp Δt. Din rel. (1) rezultă expresia valorii curentului I sub forma :

$$I = C_m \cdot f_r \qquad (2)$$

În general valoarea lui f_r este impusă de frecvența proprie de rezonanță a cristalului de cuarț utilizat, rezultînd în consecință mărimea I. Pentru $f_r = 1$ Mhz se obține din (2) $I = 0{,}1$ mA, valoare ce poate fi stabilizată cu ușurință la modificările factorilor de influență externă.

3. **Prezentarea schemei electronice a circuitelor.** Detectorul de vîrf și convertorul tensiune-timp elaborate conform celor prezentate la pct. 1, au schema electronică dată în fig. 3.

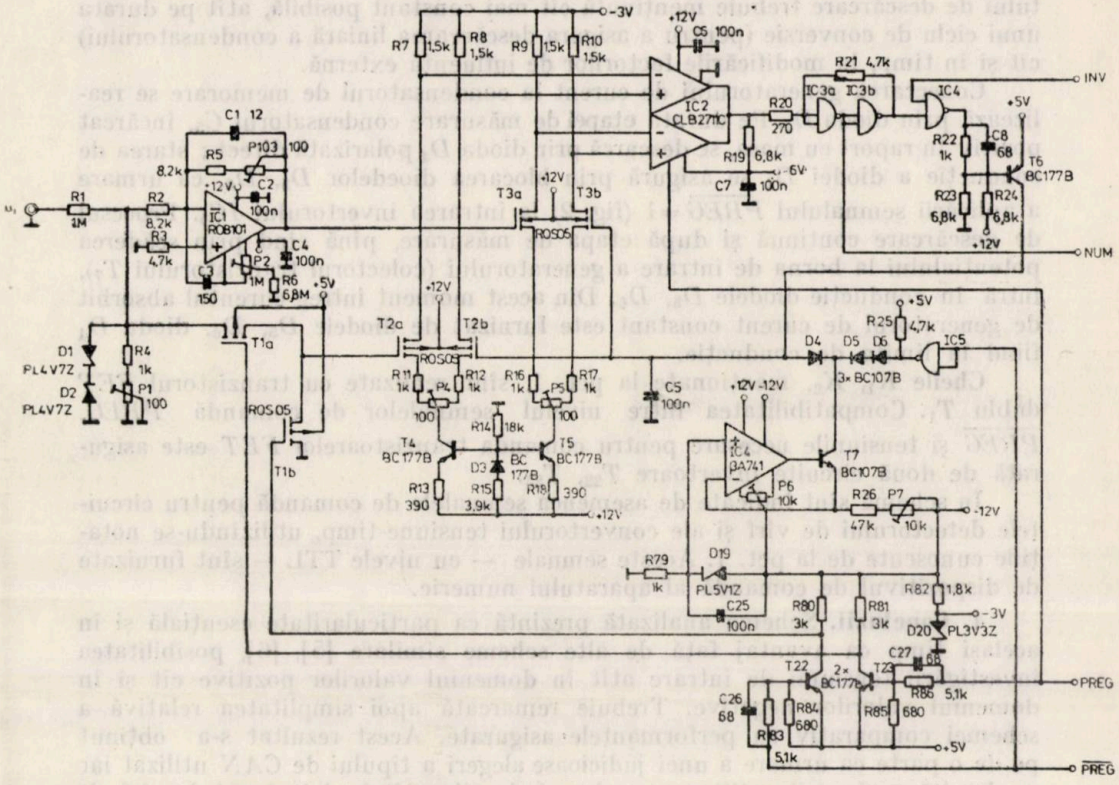


Fig. 3. Schema electronică detaliată a detectorului de vîrf și a convertorului tensiune-timp.

Circuitul comparator, care influențează considerabil eroarea de măsură este realizat cu un dublu comparator integrat IC_2, avînd conectate la intrare două etaje diferențiale cu tranzistoare FET (T_2 respectiv T_3) iar la ieșire un circuit basculant Schmitt (IC_3, R_{20}, R_{21}). Circuitul Schmitt micșorează zona de indecizie, contribuind astfel la reducerea erorii.

Inversarea fazei semnalului ce urmează a fi aplicat la una din jumătățile dublului comparator se face cu ajutorul amplificatorului IC_1, conectat după o schemă de invertor. În scopul obținerii unei benzi de trecere cît mai largi s-a aplicat o reacție de compensare de tipul „feed forward" [2]. O atenție deosebită a fost acordată stabilirii parametrilor elementelor din circuitul de reacție (C_1, C_3), încît caracteristica de răspuns la impuls să nu prezinte supracreșteri care ar putea determina erori suplimentare.

Generatorul de curent constant pentru încărcarea condensatorului de memorare (C_5) include tranzistorul T_6 și un circuit $SI—NU$ (IC_4). Funcție de nivelul semnalului de la ieșirea circuitului $SI—NU$ generatorul debitează curent respectiv este blocat. Rezultă că starea generatorului de curent de încărcare este determinată de tensiunea de la ieșirea comparatorului (triggerul Schmitt) și impulsul INV (pct. 1).

Descărcarea condensatorului C_5 pe durata conversiei tensiune-timp se face cu un curent constant determinat de generatorul de curent realizat cu amplificatorul IC_4, tranzistorul T_7 și elementele aferente. Realizarea acestui generator după o schemă relativ complicată se justifică prin aceea că mărimea curentului de descărcare trebuie menținută cît mai constant posibilă, atît pe durata unui ciclu de conversie (pentru a asigura descărcarea liniară a condensatorului) cît și în timp, la modificările factorilor de influență externă.

Conectarea generatorului de curent la condensatorul de memorare se realizează prin dioda D_4. Pe durata etapei de măsurare condensatorul C_5, încărcat pozitiv în raport cu masa, se descarcă prin dioda D_4 polarizată direct ; starea de conducție a diodei D_4 se asigură prin blocarea dioedelor D_5, D_6, ca urmare a aplicării semnalului $\overline{PREG}=1$ (fig. 2) la intrarea invertorului IC_5. Procesul de descărcare continuă și după etapa de măsurare, pînă cînd prin scăderea potențialului la borna de intrare a generatorului (colectorul tranzistorului T_7), intră în conducție diodele D_5, D_6. Din acest moment întreg curentul absorbit de generatorul de curent constant este furnizat de diodele D_5, D_6, dioda D_4 fiind la limita de conducție.

Cheile K_1, K_2, menționate la pct. 1, sînt realizate cu tranzistorul *FET* dublu T_1. Compatibilitatea între nivelul semnalelor de comandă *PREG*, $\overline{PREG}$ și tensiunile necesare pentru comanda tranzistoarelor *FET* este asigurată de două circuite invertoare T_{22}, T_{23}.

În schemă sînt indicate de asemenea semnalele de comandă pentru circuitele detectorului de vîrf și ale convertorului tensiune-timp, utilizîndu-se notațiile cunoscute de la pct. 1. Aceste semnale — cu nivele TTL — sînt furnizate de dispozitivul de comandă al aparatului numeric.

4. **Concluzii.** Schema analizată prezintă ca particularitate esențială și în același timp ca avantaj față de alte scheme similare [5], [6], posibilitatea investigării tensiunii de intrare atît în domeniul valorilor pozitive cît și în domeniul valorilor negative. Trebuie remarcată apoi simplitatea relativă a schemei comparativ cu performanțele asigurate. Acest rezultat s-a obținut pe de o parte ca urmare a unei judicioase alegeri a tipului de *CAN* utilizat iar pe de altă parte, prin utilizarea acelorași circuite atît în detectorul de vîrf cît și în convertorul tensiune-timp.

BIBLIOGRAFIE

[1] * * * Voltmetru numeric de vîrf typ 50. Prospect HAEFELY.

[2] Bulucea C., ș. a. Circuite integrate liniare. Editura tehnică, București, 1975.

[3] Tiponuț V., Metodă de detectare a valorii extreme a unei tensiuni și detector de valoare extremă. Brevet de invenție, OSIM nr. 67078 din 06.01.87.

[4] Tiponuț V., Voltmetru numeric de vîrf pentru măsurarea supratensiunilor de comutație. Buletinul științific și tehnic al I.P.T., seria electrotehnică, fasc. 2, 1978.

[5] Balamatov N. N., Prebrazovatel amplitudî impulsov v țifrovoi cod s bolșim dinamiceskia diapazonom. Priborî i tehnika ecsperimenta, fasc. 3, mai-iunie, 77, pag. 80.

[6] Alabujev Iu. A., Picovoi detector-ecstremator. Priborî i tehnica ecsperimenta, fasc. 3, mai-iunie, 77, pg. 154.

SPITZENDETEKTOR FÜR NUMERISCHE VOLTMETER

ZUSAMMENFASSUNG

In der vorliegenden Arbeit, wird die Schaltung eines Spitzendetektors dargestellt, der den Extremwert der Eingangwelle behält und an desser Ausgang man einen Impuls, mit dem Extremwert proportionaler Dauer, erhält.

Der Spitzendetektor eignet sich zur Verwendung in numerischer Messapparatur.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

DIE ERWÄRMUNG DER REAKTIONSSCHIENE BEI LINEAREN ASYNCHRONEN ANTRIEBEN UNTER BERÜCKSICHTIGUNG DES ELEKTRISCHEN BREMSENS

VON

R. HANITSCH ; T. DRAGOMIR*

1. **Einleitung.** Der Erwärmungsvorgang der Reaktionsschiene und seine Folgen auf das Betriebsverhalten sollen in diesem Beitrag untersucht werden. Die Reaktionsschiene wird thermisch unterschiedlich beansprucht, je nachdem, ob ein Fahrzeug einen Linearmotor oder mehrere Linearmotoren besitzt, ob die Fahrzeugfolge hoch oder niedrig ist und ob die Reaktionsschiene nur durch den Anfahrvorgang oder gar durch Anfahren und elektrisches Bremsen belastet wird.

Von E. Nicolescu [1] wird die Erwärmung der Reaktionsschine berechnet, die durch das Anfahren hervorgerufen wird. Er berücksichtigt nur die Konvektion bei der Wärmeübertragung, während in [2] zusätzlich die Wärmeleitung und Wärmestrahlung beim Berechnungsverfahren berücksichtigt wurden.

In dieser Arbeit, die als eine Fortsetzung der früheren Arbeiten der Verfasser angesehen werden soll, wird ein Berechnungsverfahren vorgestellt, das eine Näherungslösung der Schienenerwärmung für einen Zugbetrieb mit Anfahren und elektrischem Bremsen darstellt.

Das Verfahren beruht auf der Anwendung der Energiedichtediagramme $w(x)$ und der Verlustdichtekurven $p(x)$. Insbesondere sind es die Spitzen dieser Diagramme, die zur Auswertung herangezogen werden.

Abschließend wird das Berechnungsverfahren an einem einfachen Beispiel erläutert (Anhang II).

2. **Problemstellung.** Das vereinfachte Erwärmungsproblem, das bereits in [2] betrachtet wurde, ist auch die Grundlage für diese Arbeit. Das Ziel der thermischen Berechnung ist die Bestimmung des Punktes der Schiene mit der höchsten Temperatur bzw. übertemperatur. Erreicht die Temperatur in diesem Punkt den vorgegebenen zulässigen Wert θ_M, so läßt sich daraus die erlaubte Zugfolge bestimmen. Die verwendeten Bezeichnungen sind in *Tabelle* 1 zusammengestellt.

---

* Dr. Ing. Rolf Hanitsch ist bei der T.U. Berlin (Institut für Elektrische Maschinen), in West Berlin, als Professor tätig ; Dipl. Ing. Toma Dragomir ist Oberassistent bei der Fakultät für Elektrotechnik Timişoara.

Zusammenstellung der Bezeichnungen

t	Zeit
x	Längskoordinate eines Punktes der Reaktionsschiene
s	Abstand
$t_0\,(x)$, $\Delta t\,(x)$	Anfahrzeitpunkt, Überfahrzeit für einen Punkt der Reaktionsschiene ($t_1\,(x)=t_0\,(x)+\Delta t\,(x)$)
Δt_{aj}, Δt_{fj}	Aufenthalt- und Fahrtdauer in dem Punkt mit maximalen j-Dichte
T_{jE}, T_{jD}	Zeitintervall zwischen zwei Zügen
T_σ	Zeitkonstante einer unendlichen langen homogenen Reaktionsschiene
T_0, T_1, T^*	Start- und Bremsdauer, Zwischenzeit, Pausenzeit für einen oszillierenden Antriebsfall Verhältnis
r	Verhältnis
U	Umfang und Querschnitt der Reaktionsschiene
G	Geometrische Konstante der Reaktionsschiene
H	Örtliche Abkühlungskonstante der Reaktionsschiene
b, d	Breite und Dicke der Reaktionschiene
L_M	Länge des Linearmotors
F	Kraft
v	Geschwindigkeit
p	Verlustdichte
w	Energiedichte
ϑ, θ	Übertemperatur und Temperatur
λ	Wärmeleitfähigkeit
α_σ	Wärmeübergangszahl für Strahlung und Konvektion
C	spezifische Wärme w.s/grd m^3 ($C=c\gamma$)
γ	spezifisches Gewicht
k	Konstante ($0.9 \leqslant k \leqslant 1$)
K, C, D, I X, φ, ν	Abkürzungen

Index-Verzeichnis

M, max.	Maximalwerte
m	Minimalwerte
B, S	Brems- und Startbereich
j	Hilfsindex, zur Kennzeichnung, ob die Energiedichte- oder die Verlustdichteverteilung als Ausgangspunkt dienen : $j=w$ bzw. $j=p$
w, p	Größen, die aus dem Energiedichte — ($w\,(x)$) bzw. Verlustdichtediagram ($p\,(x)$) berechnet werden
E, D, I, . . ., VII	Streckenbereiche
s	Synchron
S	Schiene
u	Umgebung

Die Berücksichtigung des elektrischen Bremsvorgangs gestaltet das Berechnungsverfahren recht aufwendig. Der berechnende Ingenieur hat zwei Streckenbereiche zu unterscheiden:

1. Den Streckenbereich vom Typ E; in diesem Bereich wird die Schiene nur *einmal* erwärmt, entweder durch Bremsen oder nur durch den Anfahrvorgang.

2. Den Streckenbereich vom Typ D; in diesem Bereich wird die Schiene zweimal erwärmt. Diese *doppelte* Erwärmung ist dem Streckenabschnitt zugeordnet, in dem sowohl gebremst als auch angefahren wird.

Bild 1 verdeutlicht diese Zusammenhänge für einen hypothetischen Zug, der nur einen Linearmotor besitzen möge. Im allgemeinen wird bei einem Zugbetrieb, wie aus Bild 1 zu ersehen ist, die „Haltestelle" bzw. die „Station" durch den Streckenbereich vom Typ D gekennzeichnet sein.

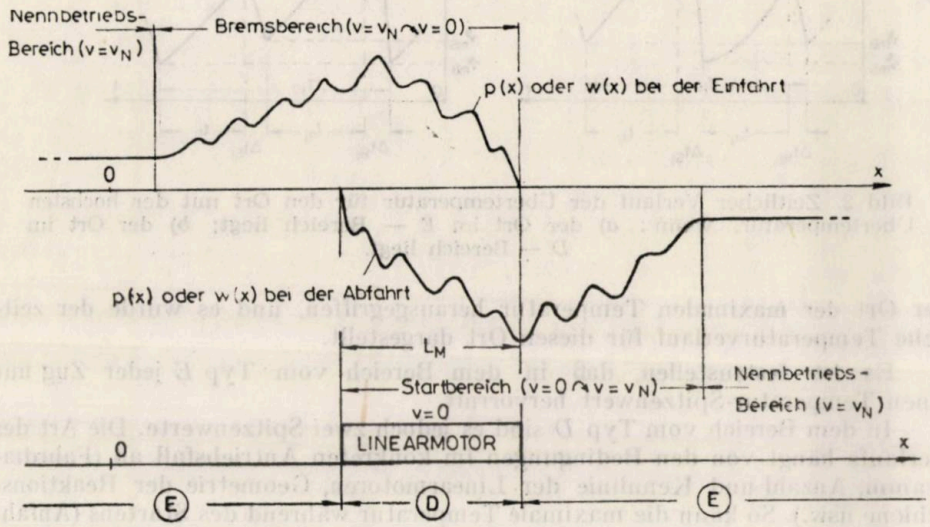


Bild 1. Einteilung der Reaktionsschiene in Streckenbereiche mit unterschiedlichen Erwärmungsbedingungen.

Für die thermische Berechnung sollen, in Anlehnung an die Veröffentlichungen [1] und [2], die Verlustdichte Diagramme $p\,(x)$ und die Energiedichte Diagramme $w\,(x)$ benutzt werden. Es gilt:

$$p^*\,(x) = \frac{1}{\Delta t\,(x)} \int_{t_0\,(x)}^{t_0\,(x)+\Delta t\,(x)} p\,(x,\,t)\,\mathrm{d}t \qquad \text{bzw.} \quad w^*\,(x) = p^*\,(x) \cdot \Delta t\,(x), \tag{1}$$

oder als Näherung

$$p^{**}\,(x) = \frac{1}{\Delta t\,(x)} \int_{t_0\,(x)}^{t_0\,(x)+\Delta t\,(x)} \frac{F\,(t)}{L_M \cdot A}\,[v_s\,(t) - v\,(t)]\,\mathrm{d}t \qquad \text{bzw.} \tag{2}$$

$$w^{**}\,(x) = p^{**}\,(x) \cdot \Delta t\,(x).$$

Die Benutzung der Gleichung (1) anstelle der Gleichung (2) führt zu einem genaueren Ergebnis, ist aber mit dem Nachteil einer aufwendigeren Berechnung verknüpft.

Der prinzipielle Verlauf der Temperatur in den Bereichen E und D ist für einen periodischen Erwärmungsvorgang in *Bild 2* dargestellt. Dabei wurde

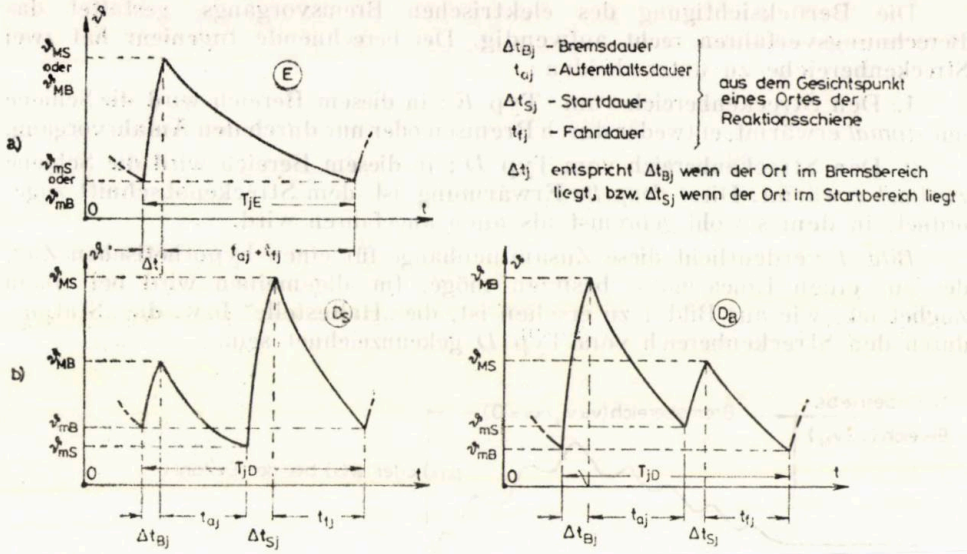


Bild 2. Zeitlicher Verlauf der Übertemperatur für den Ort mit der hochsten Übertemperatur, wenn : *a*) der Ort im *E* — Bereich liegt; *b*) der Ort im *D* — Bereich liegt.

der Ort der maximalen Temperatur herausgegriffen, und es wurde der zeitliche Temperaturverlauf für diesen Ort dargestellt.

Es ist festzustellen, daß in dem Bereich vom Typ *E* jeder Zug nur einen Temperatur-Spitzenwert hervorruft.

In dem Bereich vom Typ *D* sind es jedoch zwei Spitzenwerte. Die Art des Verlaufs hängt von den Bedingungen im konkreten Antriebsfall ab (Fahrdiagramm, Anzahl und Kennlinie der Linearmotoren, Geometrie der Reaktionsschiene usw.). So kann die maximale Temperatur während des Startens (Anfahren) oder des Bremsens auftreten. Die entsprechenden Skizzen wurden daher mit D_S bzw. D_B gekennzeichnet.

Wie oben darauf hingewiesen wurde, ist es wichtig die Orte der größten Verlustdichte bzw. Energiedichte zu kennen [1, 2]. Dabei gilt : $p_M = max\ \{p\ (x)\}$ und $w_M = max\ \{w\ (x)\}$.

In dem vorliegenden Problem sind zwei Fälle zu unterscheiden.

Fall 1 : p_M und/oder w_M liegen im Bereich *E*.

Fall 2 ; p_M und/oder w_M liegen im Bereich *D*.

Im folgenden werden nun die Berechnungsverfahren vorgestellt, die zu den jeweiligen Fällen gehören.

3. **Berechnungsverfahren.** Zunächst wird *Fall 1* betrachtet. Hierbei sind sowohl für den Bereich vom Typ *E* als auch für den Bereich vom Typ *D* die Zwischenzeiten T_{jE} und T_{jD} $(j = p, w)$ zu berechnen (Bild 2).

Als Grundlage für die nun folgende Berechnung dient das *Bild 3*. Gemäß dieser Abbildung sind für den Bereich vom Typ *E* die Werte x_{0j} und Δt_j den maximalen Werten der Verlustdichte p_M bzw. der Energiedichte w_M zugeordnet. Der projektierende Ingenieur wird den Wert $k_j \in [0.9 \div 1.0)$ wählen, um die jeweilige Spieldauer T_{pE} und T_{wE} zu berechnen. Es gilt im einzelnen für $j = p.\ w$

$$T_{jE} = T_\sigma \{ln\ [\vartheta_M/(\vartheta_M - K_{j1})] + ln\ (1 - K_{j2})\}. \qquad (3)$$

Ferner ist:

$$K_{j1}=\Delta w_j/C$$

$$K_{j2}=\frac{\Delta t_j}{T_\sigma}\,\frac{\cosh x_{0j}/H-k_j}{\cosh x_j/H-1}$$

$$\Delta w_p=p_M\cdot\Delta t_p$$

$$\Delta w_w=w_M$$

$$T_\sigma=CG/\alpha_\sigma$$

$$H=(\lambda G/\alpha_\sigma)^{1/2}\quad\text{mit}\quad G=A/U$$

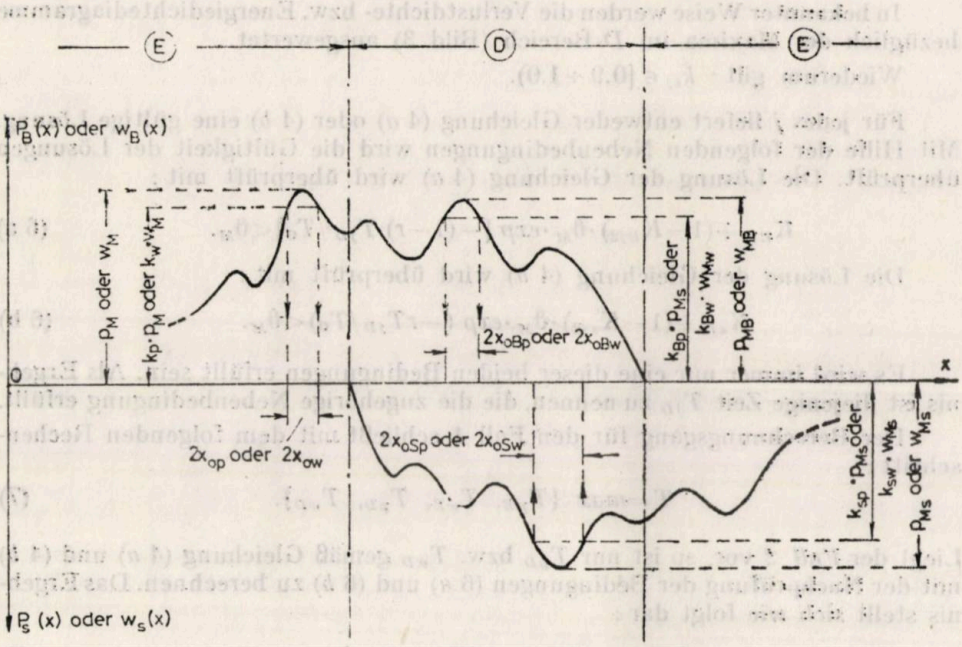


Bild 3. Auswertung einer allgemeinen örtlichen Energiedichte — bzw. Verlustdichteverteilung.

Im nächsten Schritt soll der Bereich vom Typ D betrachtet werden. Die noch unbekannten Zwischenzeiten T_{pD} und T_{wD} lassen sich aus den folgenden transzendenten Gleichungen bestimmen. Wie früher erwähnt wurde, sind die Fälle D_S und D_B zu unterscheiden. Für den Erwärmungsfall D_S gilt:

$$(\vartheta_M-K_{sj1})/(1-K_{sj2})=(1-K_{Bj2})\cdot exp\,(-T_{jD}/T_\sigma)+K_{Bj1}\cdot exp\,(-rT_{jD}/T_\sigma)\quad(4\,a)$$

Für den Erwärmungsfall vom Typ D_B ergibt sich:

$$(\vartheta_M-K_{Bj1})/(1-K_{Bj2})=(1-K_{sj2})\cdot exp\,(-T_{jD}/T_\sigma)+K_{s1}\cdot exp\,[-(1-r)T_{jD}/T_\sigma]\quad(4b)$$

wobei der unbekannte Zeitabschnitt T_{jD} $(j=p,\ w)$ ist. Die Herleitung dieser Gleichungen ist im Anhang I zu finden.

Es wurden dabei die folgenden Abkürzungen benutzt.

$$K_{ij1}=\Delta w_{ij}/C\quad\text{mit}\quad i=S,\ B\,;\quad j=p,\ w$$

$$K_{ij2} = \frac{\Delta t_{ij}}{T_\sigma} \cdot \frac{\cosh x_{0j}/H - k_j}{\cosh x_{0i}/H - 1}$$

$$\Delta w_{ip} = p_{Mi} \cdot \Delta t_{ip}$$

$$\Delta w_{iw} = w_{Mi}$$

$$r = t_{aj}/(t_{aj} + t_{fj}) \tag{5}$$

Dieses Verhältnis r ist aus dem Fahrdiagramm, das dem Projekteur zur Verfügung steht, zu entnehmen. Wie aus Bild 2 zu ersehen ist, kann Δt_{ij} gegenüber T vernachlässigt werden.

In bekannter Weise werden die Verlustdichte- bzw. Energiedichtediagramme bezüglich der Maxima im D-Bereich (Bild 3) ausgewertet.

Wiederum gilt: $k_{ij} \in [0.9 \div 1.0)$.

Für jedes j liefert entweder Gleichung (4 *a*) oder (4 *b*) eine gültige Lösung. Mit Hilfe der folgenden Nebenbedingungen wird die Gültigkeit der Lösungen überprüft. Die Lösung der Gleichung (4 *a*) wird überprüft mit:

$$K_{Bj1} + (1 - K_{Bj2}) \cdot \vartheta_M \cdot exp\,[-(1-r)\,T_{jD}/T_\sigma] < \vartheta_M. \tag{6 a}$$

Die Lösung der Gleichung (4 *b*) wird überprüft mit:

$$K_{sj1} + (1 - K_{sj2}) \cdot \vartheta_M \cdot exp\,(-rT_{jD}/T_\sigma) < \vartheta_M. \tag{6 b}$$

Es wird immer nur eine dieser beiden Bedingungen erfüllt sein. Als Ergebnis ist diejenige Zeit T_{jD} zu nennen, die die zugehörige Nebenbedingung erfüllt.

Der Berechnungsgang für den Fall 1 schließt mit dem folgenden Rechenschritt:

$$T = max\ \{T_{pE},\ T_{wE},\ T_{pD},\ T_{wD}\}. \tag{7}$$

Liegt der *Fall 2* vor, so ist nur T_{pD} bzw. T_{wD} gemäß Gleichung (4 *a*) und (4 *b*) mit der Nachprüfung der Bedingungen (6 *a*) und (6 *b*) zu berechnen. Das Ergebnis stellt sich wie folgt dar:

$$T = max\ \{T_{pD},\ T_{wD}\}. \tag{8}$$

Näherungslösungen für die Gleichungen (4 *a*) und (4 *b*) sind im Anhang I unter Gleichung (I—7) und (I—8) zu finden.

Anhang I. Die Annahmen, die in [2] gemacht wurden, sollen hier für den D-Bereich ergänzt werden.

Es wird davon ausgegangen, daß das absolute Maximum der Verlustdichte- oder Energiedichtekurven für den Bremsvorgang an der gleichen Stelle liegen soll, wie die absoluten Maxima für den Anfahrvorgang. Mit dieser vereinfachenden Annahme läßt sich gemäß Bild 2 für die sehr kurze Start- bzw. Bremszeit Δt_{ij} schreiben:

a) $$\vartheta_{Mi} - \vartheta_{mi} = K_{ij1} - K_{ij2}\,\vartheta_{mi} \quad \text{mit} \quad i = S,\ B\,;\ j = p,\ w. \tag{I—1}$$

Für die Aufenthaltsdauer t_a bzw. die Fahrdauer t_f ergibt sich:

b) $$\vartheta_{ms} \approx \vartheta_{MB} \cdot exp\,(-rT_{jD}/T_\sigma), \tag{I—2}$$

c) $$\vartheta_{mB} \approx \vartheta_{Ms} \cdot exp\,[-(1-r)\,T_{jD}/T_\sigma]. \tag{I—3}$$

Gemäß der Tabelle I-1 sind zu unterscheiden:

Tabelle I—1

Fall D_S	Fall D_B
Mit der Annahme	
$\vartheta_{MS}=\vartheta_M=\theta_M+\theta_u$ (I—4 *a*)	$\vartheta_{MB}=\vartheta_M=\theta_M+\theta_u$ (I—4 *b*)
führen die Gleichungen (*I*—1), (*I*—2) und (*I*—3) zu Gleichung	
(4 *a*)	(4 *b*)
Mit dem berechneten Wert von T_{jD} aus den Gleichungen	
(*I*—3) und (*I*—1) für $i=S$,	(*I*—2) und (*I*—1) für $i=B$,
und aus der Bedingung	
$\vartheta_{MS}>\vartheta_{MB}$ (*I*—5 *a*)	$\vartheta_{MB}>\vartheta_{MS}$ (*I*—5 *b*)
folgt die Gleichung	
(6 *a*)	(6 *b*)

Geht man davon aus, daß $T_{jD}<T_\sigma$ ist, so gilt näherungsweise:

$$exp\ (-n\ T_{jD}/T_\sigma) \approx 1-nT_{jD}/T_\sigma. \qquad (I-6)$$

Betrachtet man nun die Gleichungen unter (4), so kann für $n=r$, $1-r$, 1 die folgende Vereinfachung hingeschrieben werden.

$$T_{jD}/T \approx [(1-K_{Bj2})\,\vartheta_M + K_{Bj1} - (\vartheta_M - K_{s1})/(1-K_{sj2})]/$$
$$/[(1-K_{Bj3})\,\vartheta_M + r\,K_{Bj1}] \qquad (I-7)$$

$$T_{jD}/T_\sigma \approx [(1-K_{sj2})\,\vartheta_M + K_{sj1} - (\vartheta_M - K_{Bj1})/(1-K_{Bj2})]/$$
$$/[(1-K_{sj2})\,\vartheta_M + (1-r)\,K_{sj1}]. \qquad (I-8)$$

Anhang II. An einem einfachen *Beispiel* soll nun der Rechengang demonstriert werden. Das Berechnungsverfahren, das keineswegs auf den Zugbetrieb beschränkt ist [2], soll zur thermischen Durchrechung eines oszillierenden Antriebsfalls herangezogen werden. Zur Vereinfachnung des Rechenganges wird ein symmetrisches Fahrdiagramm gewählt, wie es auch häufig in der Praxis anzutreffen ist. Die Zugkraft-Geschwindigkeit-Kennlinie des asynchronen Linearmotors sei bekannt.

In *Bild 4* ist das Fahrdiagramm dargestellt, während *Bild 5* die vereinfachte Kennlinie des Linearmotors wiedergibt.

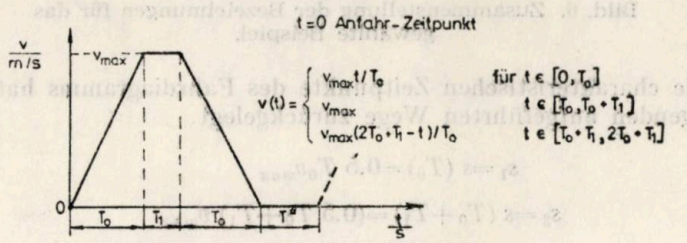


Bild 4. Beispiel für ein Fahrdiagramm.

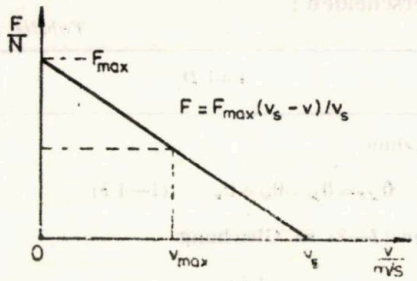


Bild 5. Beispiel für ein angenähertes F—v — Diagramm eines Linearmotors.

Start- und Bremsdauer wurden gleich lang gewählt. Während einer Zwischenzeit T_1 fährt der Motor mit konstanter Geschwindigkeit V_{max} und er verweilt am Ende der Reaktionsschiene eine Zeitspanne T^*, im folgenden Pausenzeit genannt. Das dargestellte Fahrdiagramm gilt für beide Bewegungsrichtungen.

Die Aufgabe besteht nun darin, die notwendige Pausenzeit bei einer vorgegebenen maximalen Schienenübertemperatur ϑ_M zu bestimmen.

Es sind zunächst einige zusätzliche Beziehungen zum Antriebsproblem zusammenzustellen, um mit diesen das Energiedichte- bzw. Verlustdichtediagramm berechnen zu können.

Aus dem vorgegebenen Geschwindigkeitsverlauf lassen sich gemäß *Bild 6* die folgenden Beziehungen herleiten.

$$L_s = L_M + \int_0^{2T_0+T_1} v\,(t)\,dt = L_M + v_{max}\,(T_0+T_1) \qquad \text{(II—1)}$$

$$s\,(t) = \int_0^t v\,(t)\,dt = \begin{cases} 0{,}5\; v_{max}\, t^2/T_0 & \text{für } t \in [0,\ T_0] \\ v_{max}\,(t - 0.5\; T_0) & \text{für } t \in (T_0,\ T_0+T_1] \\ v_{max}\,[-0.5t^2 + (2T_0+T_1)\,t - (T_0^2 + T_0T_1 + 0.5T_1^2)]/T_0 & \\ & \text{für } t \in (T_0+T_1,\ 2T_0+T_1] \end{cases} \qquad \text{(II—2)}$$

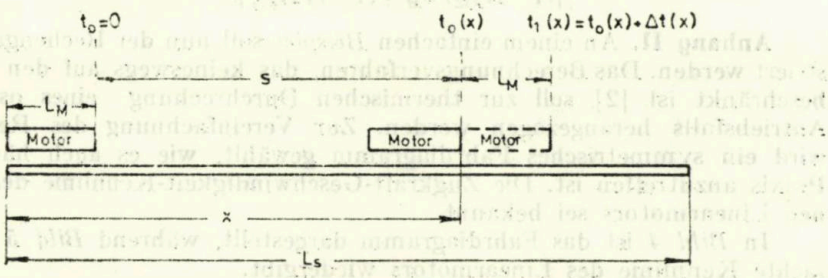


Bild. 6. Zusammenstellung der Bezeichnungen für das gewählte Beispiel.

Für die charakteristischen Zeitpunkte des Fahrdiagramms hat der Motor die im folgenden aufgeführten Wege zurückgelegt.

$$\begin{aligned} s_1 &= s\,(T_0) = 0.5\; T_0 v_{max} \\ s_2 &= s\,(T_0+T_1) = (0.5\; T_0 + T_1)\; v_{max} \\ s_3 &= s\,(2T_0+T_1) = (T_0+T_1)\; v_{max} \end{aligned} \qquad \text{(II—3)}$$

Die Zeitpunkte $t_0(x)$ und $t_0(x)+\Delta t(x)=t_1(x)$, die zugleich die Integrationsgrenzen der Gleichung (1) darstellen, sind aus den Gleichungen

$$x=s[t_0(x)]+L_M$$
$$x=s[t_1(x)] \qquad \text{(II—4)}$$

zu berechnen. Bild 6 zeigt, daß der Linearmotor zum Zeitpunkt $t_0(x)$ die Position x erreicht hat, und er verläßt sie zum Zeitpunkt $t_1(x)$.

Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind die Ergebnisse in der Tabelle II—1 zusammengestellt.

Tabelle II—1

$t_0(x)$	Gl. Nr.	$t_0(x)=t_0(x+L_M)$	Gl. Nr.
$t_{5.1}(x)=[2T_0(x-L_M)/v_{max}]^{1/2}$	(II—5.1)	$t_{6.1}(x)=(2T_0x/v_{max})^{1/2}$	(II—6.1)
$t_{5.2}(x)=(x+0.5v_{max}T_0-L_M)/v_{max}$	(II—5.2)	$t_{6.2}(x)=(x+0.5v_{max}T_0)/v_{max}$	(II—6.2)
$t_{5.3}(x)=2T_0+T_1-$ $-\{2T_0[T_0+T_1-(x-L_M)/v_{max}]\}^{1/2}$	(II—5.3)	$t_{6.3}(x)=2T_0+T_1-$ $-[2T_0(T_0+T_1-x/v_{max})]^{1/2}$	(II—6.3)

Die Bereiche, die für die einzelnen Beziehungen gelten, sind dem Bild 7 zu entnehmen. Dieses Bild gilt für den Fall, daß $s_2-s_1\geq L_M$ und $s_3-s_2\geq L_M$ ist.

Im nächsten Rechenschritt wird die Energiedichteverteilung für das gewählte Beispiel bestimmt.

Dazu ist für die unterschiedlichen Bereiche I./. VII *(Bild 7)* das folgende Integral zu lösen:

$$w^{**}(x)=\int_{t_0(x)}^{t_1(x)}\frac{F(t)}{L_M\cdot A}[v_s-v(t)]\,dt=C_0\cdot\int_{t_0(x)}^{t_1(x)}[v_s-v(t)]^2\,dt=C_0I_k \qquad \text{(II—7)}$$

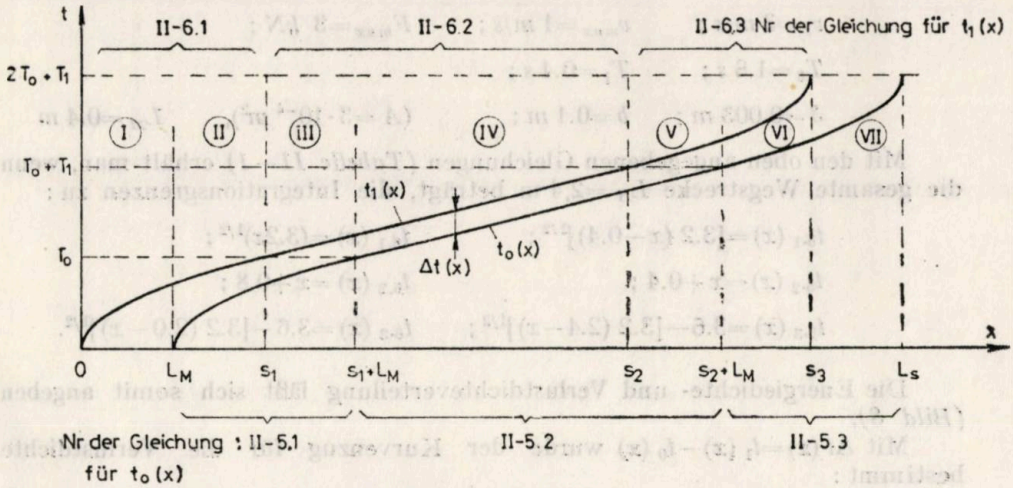


Bild 7. Schematische Darstellung der Integrationsgrenzen und Gültigkeitsbereiche der Gleichungen.

mit

$$C_0 = F_{max}/(A \cdot L_M \cdot v_s) \quad \text{und} \quad k = I, \ldots, \text{VII} \tag{II–8}$$

Unter Benutzung der Abkürzungen:

$$C_1 = v_s^2; \quad C_2 = -v_s v_{max}/T_0; \quad C_3 = v_{max}^2/(3T_0^2)$$

$$C_4 = 1-(v_{max}/v_s)\,(2T_0+T_1)/T_0 \tag{II–9}$$

$$D_i(\varphi, \nu) = \varphi^i - \nu^i$$

lauten die ausgewerteten Integrale:

$$I_I = \sum_{i=1}^{3} C_i D_i\,[t_{6.1}(x),\ 0]; \qquad \text{für} \quad x \in [0,\ L_M]$$

$$I_{II} = \sum_{i=1}^{3} C_i D_i\,[t_{6.1}(x),\ t_{5.1}(x)]; \qquad x \in (L_M,\ S_1]$$

$$I_{III} = (v_s - v_{max})^2 D_1\,[t_{6.1}(x),\ T_0] + \sum_{i=1}^{3} C_i D_i\,[T_0,\ t_{6.1}(x)]; \quad x \in (S_1,\ S_1+L_M] \tag{II–10}$$

$$I_{IV} = (v_s - v_{max})^2\, L_M/v_{max}; \qquad x \in [S_1+L_M,\ S_2]$$

$$I_V = \sum_{i=1}^{3} C_i C_4^{3-i} D_i\,[t_{6.3}(x),\ T_0+T_1]; \qquad x \in (S_2,\ S_2+L_M]$$

$$I_{VI} = \sum_{i=1}^{3} C_i C_4^{3-i} D_i\,[t_{6.3}(x),\ t_{5.3}(x)]; \qquad x \in (S_2+L_M,\ S_3]$$

$$I_{VII} = \sum_{i=1}^{3} C_i C_4^{3-i} D_i\,[2T_0+T_1,\ t_{5.3}(x)]; \qquad x \in (S_3,\ L_S]$$

Um zu quantitativen Ergebnissen zu gelangen, wurden für das Fahrdiagramm und die Zugkraft-Kennlinie die folgenden Zahlenwerte zugrunde gelegt

$v_s = 3\ m/s$; $v_{max} = 1\ m/s$; $F_{max} = 3\ kN$;

$T_0 = 1.6\ s$; $T_1 = 0.4\ s$;

$3 = 0.003\ m$; $b = 0.1\ m$; $(A = 3 \cdot 10^{-4}\ m^2)$, $L_M = 0.4\ m$

Mit den oben angegebenen Gleichungen *(Tabelle II–1)* erhält man, wenn die gesamte Wegstrecke $L_S = 2{,}4$ m beträgt, die Integrationsgrenzen zu:

$t_{5.1}(x) = [3.2\,(x-0.4)]^{1/2}$; $t_{6.1}(x) = (3.2x)^{1/2}$;

$t_{5.2}(x) = x+0.4$; $t_{6.2}(x) = x+0.8$;

$t_{5.3}(x) = 3.6-[3.2\,(2.4-x)]^{1/2}$; $t_{6.3}(x) = 3.6-[3.2\,(2.0-x)]^{1/2}$.

Die Energiedichte- und Verlustdichteverteilung läßt sich somit angeben *(Bild 8)*.

Mit $\Delta t(x) = t_1(x) - t_0(x)$ wurde der Kurvenzug für die Verlustdichte bestimmt:

$$p^{**}(x) = w^{**}(x)/\Delta t(x)$$

Für den Anfang und das Ende der Reaktionsschiene gilt:

$$p^{**}(0) = p^{**}(L_S) = \lim_{\Delta t(x) \to 0} p^{**}(x) = C_0 v_s^2$$

Der projektierende Ingenieur hat nun die Stoffkonstanten und die örtliche Abkühlungskonstante H zu ermitteln. Dabei wird er auf seinen Erfah-

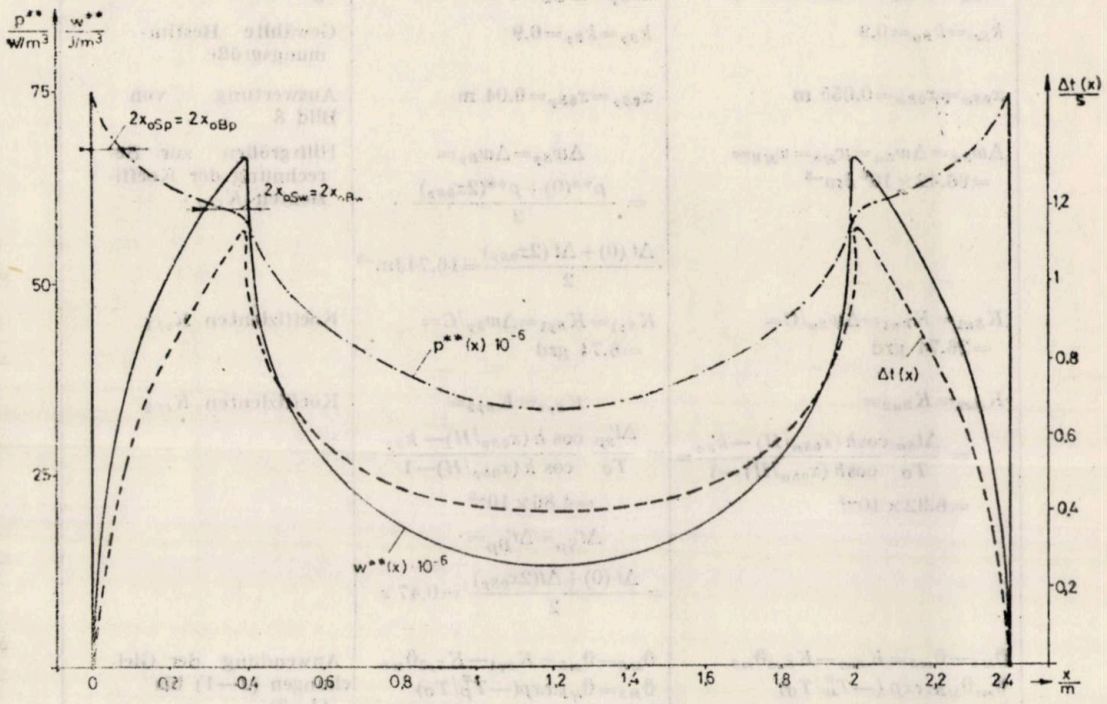


Bild 8. Energiedichte, Verlustdichte und Überfahrzeit über der Schienenlänge.

rungsschatz zurückgreifen. Wir arbeiten, ohne Einschränkung der Allgemeinheit, mit den folgenden Daten:

$$H = \frac{1.8 \div 5.3}{(1/b + 1/d)^{1/2}} = 0{,}273 \div 0{,}805\ m \quad \text{gemäß [2]}$$

$$\lambda = 200\ Wm^{-1}\,\text{grd}^{-1}$$

$$C = c\gamma = 2.484 \cdot 10^6\ Ws\,\text{grd}^{-1}\text{m}^{-3} \quad \text{gemäß [3]}$$

$$T_\sigma = CG/\alpha_\sigma = CH^2/\lambda = 3\,757\ \text{s}$$

Dabei wurde $H = 0{,}55$ m gewählt. Der weitere Rechengang läßt sich recht übersichtlich in der Tabelle II—2 zusammenstellen.

Berechnung von T_w^*	Berechnung von T_p^*	Bemerkungen
$x=0.4$ m (und $x=1.6$ m)	$x=0.$ m (und $x=2.0$ m)	vgl. Bild 8
$w_{MS}=w_{MB}=66.42\times10^6$ Jm^{-3}	$P_{MS}=P_{MB}=75.0\times10^6$ Wm^{-3}	vgl. Bild 8
$\Delta t_{Sw}=\Delta t_{Bw}=1.1313$ s	$\Delta t_{Sp}=\Delta t'_{Bw}=0$ s	vgl. Bild 8
$k_{Sw}=k_{Bw}=0.9$	$k_{Sp}=k_{Bp}=0.9$	Gewählte Bestimmungsgröße
$x_{0Sw}=x_{0Bw}=0.055$ m	$x_{0Sp}=x_{0Bp}=0.04$ m	Auswertung von Bild 8
$\Delta w_{Sw}=\Delta w_{Bw}=w_{MS}=w_{MB}=$ $=66.42\times10^6$ Jm^{-3}	$\Delta w_{Sp}=\Delta w_{Bp}=$ $=\frac{p^{**}(0)+p^{**}(2x_{0Sp})}{2}\cdot$ $\cdot\frac{\Delta t\,(0)+\Delta t\,(2x_{0Sp})}{2}=16.74$Jm^{-3}	Hilfsgrößen zur Berechnung der Koeffizienten K_{ij1}
$K_{Sw1}=K_{Bw1}=\Delta w_{Sw}/C=$ $=26.74$ grd	$K_{Sp1}=K_{Bp1}=\Delta w_{Sp}/C=$ $=6.74$ grd	Koeffizienten K_{ij1}
$K_{Sw2}=K_{Bw2}=$ $=\frac{\Delta t_{Sw}}{T\sigma}\frac{\cosh(x_{0Sw}/H)-k_{Sw}}{\cosh(x_{0Sw}/H)-1}=$ $=6.32\times10^{-3}$	$K_{Sp2}=K_{Bp2}=$ $=\frac{\Delta t'_{sp}}{T\sigma}\frac{\cos h\,(x_{0Sp}/H)-k_{Sp}}{\cos h\,(x_{0Sp}/H)-1}=$ $=4.86\times10^{-3}$ $\Delta t'_{Sp}=\Delta t'_{Bp}=$ $=\frac{\Delta t\,(0)+\Delta t(2x_{0Sp})}{2}=0{,}47$ s	Koeffizienten K_{ij2}
$\vartheta_{MS}-\vartheta_{mS}=K_{Sw1}-K_{Sw2}\vartheta_{mS}$ $\vartheta_{mS}\vartheta_{MB}.exp\,(-T_w^*/T\sigma)$ $\vartheta_{MB}-\vartheta_{mB}=K_{Bw1}-K_{Bw2}\vartheta_{mB}$ $\vartheta_{mB}=\vartheta_{MS}.exp\,\{-[T_w^*+2T_F-$ $-(\Delta t_{Sw}+\Delta t_{Bw})]/T\sigma\}$	$\vartheta_{MS}-\vartheta_{mS}=K_{Sp1}-K_{Sp2}\vartheta_{mS}$ $\vartheta_{mS}=\vartheta_{MB}.exp(-T_p^*/T\sigma)$ $\vartheta_{MB}-\vartheta_{mB}=K_{Bp1}-K_{Bp2}\vartheta_{mB}$ $\vartheta_{mB}=\vartheta_{MS}.exp\,\{-[T_p^*+$ $+2T_F-(\Delta t'_{sp}+\Delta t'_{Bp})]/T\sigma\}$	Anwendung der Gleichungen (I—1) bis (I—3)
$X=exp\,(-T_w^*/T\sigma)$	$X=exp\,(-T_p^*/T\sigma)$	Abkürzung
$\vartheta_{MS}=26.74+0.99368\,\vartheta_{mS}$ $\vartheta_{mS}=\vartheta_{MB}X$ $\vartheta_{MB}=26{,}74+0.99368\,\vartheta_{mB}$ $\vartheta_{mB}=0.99868\,\vartheta_{MS}X$	$\vartheta_{MS}=6.74+0.99514\,\vartheta_{mS}$ $\vartheta_{mS}=\vartheta_{MB}X$ $\vartheta_{MB}=6.74+0.99514\,\vartheta_{mB}$ $\vartheta_{mB}=0.99833\,\vartheta_{MS}X$	Bestimmungsgleichungen der Übertemperatur für das gewälte Antriebsbeispiel
Es läßt sich aus den Gleichungen, beweisen daß, $\vartheta_{MS}>\vartheta_{MB}$ ist. Darum ist hier: $\vartheta_{MS}=\vartheta_M$	Es läßt sich aus den Gleichungen beweisen, daß $\vartheta_{MS}>\vartheta_{MB}$ ist. Darum ist hier: $\vartheta_{MS}=\vartheta_M$	Feststellung der Bedingung (I—5 a)
ϑ_M [grd] | 150 | 250 | 350	ϑ_M [grd] | 150 | 250 | 350	Ergebnis-Tabelle
T_w^* [s] | 742 | 441 | 287	T_p^* [s] | 152 | 81 | 52	

Der zeitliche Verlauf der Übertemperatur ist für den Ort mit der größten Übertemperatur in *Bild 9.1* bzw. *Bild 9.2* schematisch dargestellt.

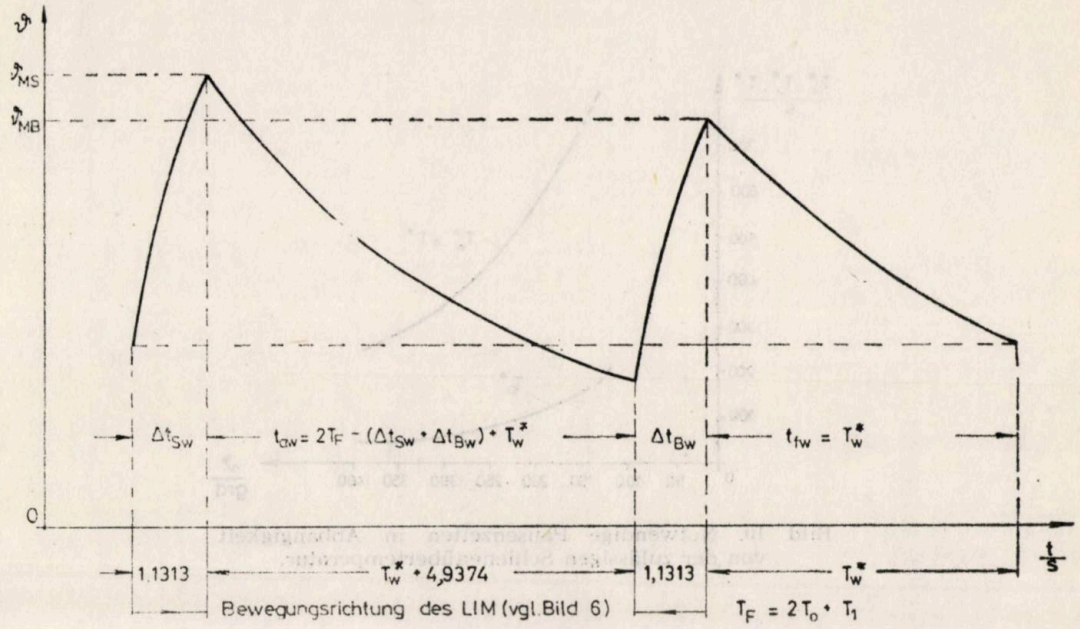


Bild 9.1. Schematisches Erwärmungsdiagramm für die Berechnung von T_w^*

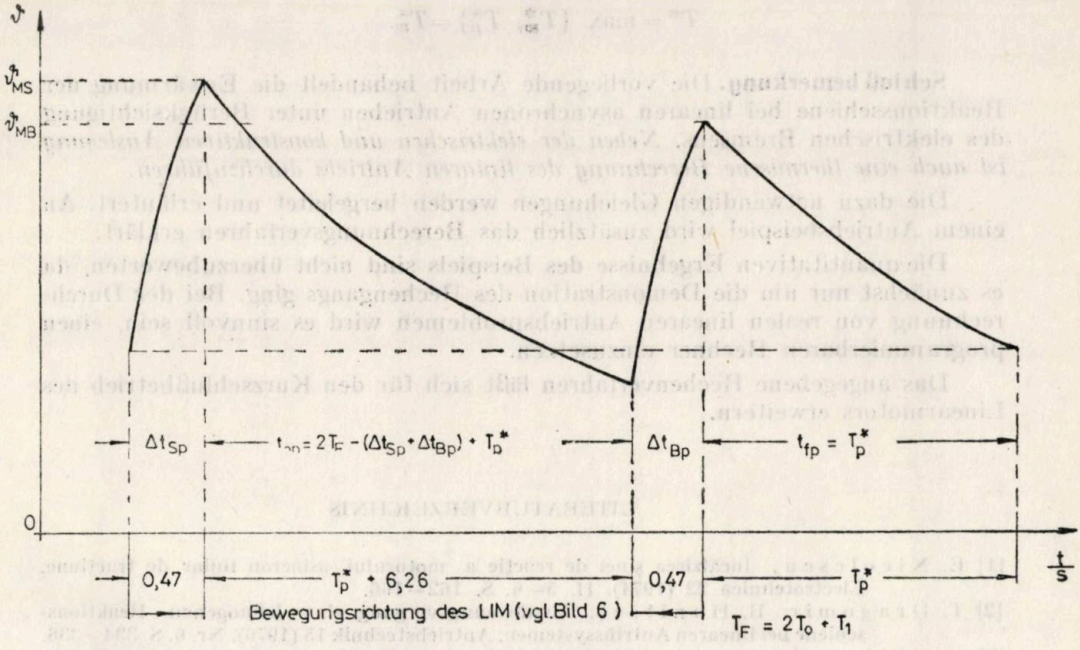


Bild 9.2. Schematisches Erwärmungsdiagramm für die Berechnung von T_p^*

In der letzten Zeile der Tabelle sind die Pausenzeiten in Abhängigkeit von der vorgegebenen zulässigen Übertemperatur zusammengestellt. Diese Ergebnisse sind in *Bild 10* aufgetragen.

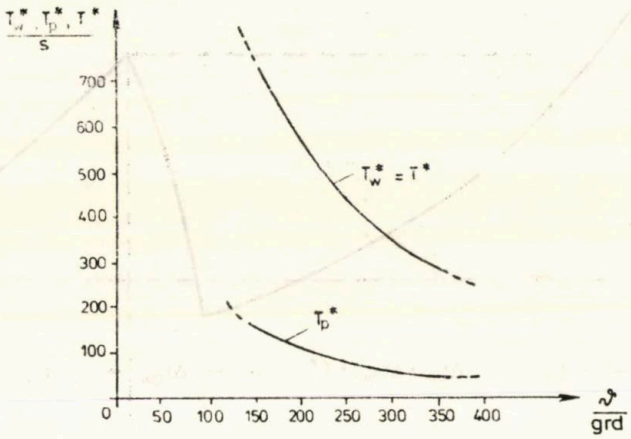


Bild 10. Notwendige Pausenzeiten in Abhängigkeit von der zulässigen Schienenübertemperatur.

Da das gewählte Beispiel dem Fall 2 entspricht, ist die Bestimmung der notwendigen Pausenzeit gemäß Gleichung (8) durchzuführen.

$$T^* = \max \{T_w^*, T_p^*\} = T_w^*.$$

Schluß bemerkung. Die vorliegende Arbeit behandelt die Erwärmung der Reaktionsschiene bei linearen asynchronen Antrieben unter Berücksichtigung des elektrischen Bremsens. *Neben der elektrischen und konstruktiven Auslegung ist auch eine thermische Berechnung des liniaren Antriebs durchzuführen.*

Die dazu notwendigen Gleichungen werden hergeleitet und erläutert. An einem Antriebsbeispiel wird zusätzlich das Berechnungsverfahren erklärt.

Die quantitativen Ergebnisse des Beispiels sind nicht überzubewerten, da es zunächst nur um die Demonstration des Rechengangs ging. Bei der Durchrechnung von realen linearen Antriebsproblemen wird es sinnvoll sein, einen programmierbaren Rechner einzusetzen.

Das angegebene Rechenverfahren läßt sich für den Kurzschlußbetrieb des Linearmotors erweitern.

LITERATURVERZEICHNIS

[1] E. Nicolescu, Încălzirea şinei de reacţie a motorului asincron liniar de tracţiune. Electrotehnica 22 (1974), H. 5–6, S. 162–166.

[2] T. Dragomir, R. Hanitsch, Erwärmungsvorgang einer homogenen Reaktionsschiene bei linearen Antribssystemen. Antriebstechnik 15 (1976), Nr. 6, S. 334–336.

[3] G. Gotter, Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen. Springer Verlag, Berlin / Göttingen/Heidelberg, 1954.

ÎNCĂLZIREA ȘINEI DE REACȚIE LA ACȚIONĂRI ASINCRONE LINIARE LUÎND ÎN CONSIDERAȚIE FRÎNAREA ELECTRICĂ

REZUMAT

Problema studiului încălzirii șinei de reacție a motorului liniar a fost pusă în [1] și reconsiderată în [2]. Cele două lucrări atrag atenția asupra necesității verificării șinei de reacție a acționărilor liniare asincrone la solicitări termice. În cazul unor acționări periodice, oscilante sau neoscilante, nedepășirea temperaturii maxime admisibile a șinei determină limitarea inferioară a duratei dintre două acționări consecutive.

Lucrarea de față tratează aceeași problemă, însă în cadrul mai amplu, cînd se consideră și efectul termic al frînării electrice, alături de cele ale funcționării normale și regimului de pornire. Abordarea problemei în acest cadru complex și rezolvarea ei constituie elementele noi și originale ale lucrării. În lucrarea propriu-zisă se prezintă modul de analiză al problemei încălzirii șinei de reacție, precum și metodica de verificare a șinei la solicitări termice. În anexa 1 se deduc relațiile de verificare, iar în anexa 2 se prezintă un exemplu de aplicare a metodei de verificare propuse, folosind cazul unei acționări oscilante.

Principala concluzie a lucrării este că în practica de proiectare trebuie să se efectueze și verificarea termică a șinei acționărilor liniare periodice. Considerînd și solicitările termice apărute în urma frînării electrice, durata minimă dintre două solicitări consecutive poate ajunge la ordinul de mărime al minutelor.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

EXPRESIE PENTRU APROXIMAREA CURBEI DE MAGNETIZARE UTILIZATĂ LA CALCULUL REGIMURILOR DE FUNCŢIONARE A GENERATORULUI SINCRON

DE

A. BUTA

1. **Consideraţii generale.** O noţiune foarte importantă în studiul circuitelor magnetice o constituie fără îndoială caracteristica magnetică, prin ea înţelegîndu-se dependenţa dintre fluxul magnetic şi tensiunea magnetică a circuitului, adică [1 p. 173]:

$$\Phi = f(\theta) \text{ sau } \theta = f(\Phi) \tag{1}$$

Ea poate fi liniară sau neliniară, după cum şi reluctanţa circuitului magnetic este constantă sau nu.

Dacă obiectul studiului îl constituie materialul magnetic ce intră în alcătuirea circuitului magnetic este mult mai util a se folosi noţiunea de curbă de magnetizare.

Această noţiune este justificată şi dacă se urmăreşte generalizarea unor concluzii sau aspecte deduse în cazul particular al unor circuite magnetice, alcătuite din materiale ce intră în componenţa multor altor circuite, similare ca structură, dar diferite sub aspectul parametrilor geometrici. Este în primul rînd cazul maşinilor electrice şi în particular al generatorului sincron.

Din acest motiv, în cele ce urmează deşi cele afirmate se referă la caracteristica magnetică a circuitului mgnetic al generatorului sincron, avîndu-se în vedere cele de mai sus, se va folosi noţiunea de curbă de magnetizare, iar în locul dependenţelor de forma (1), se vor utiliza cele de forma :

$$B = f(H) \text{ sau } H = f(B) \tag{2}$$

Se ştie că relaţiile ce modelează funcţionarea generatorului sincron sînt neliniare şi aceasta datorită dependenţei neliniare dintre B şi H conform curbei de magnetizare.

Stabilirea unei relaţii, care să exprime cît mai fidel dependenţa dintre B şi H este o problemă. De cele mai multe ori, în calculul regimurilor de funcţionare a generatorului sincron curba de variaţie $B = f(H)$ este aproximată prin curbe continue, prin una sau mai multe porţiuni de dreaptă de $\mu = ct$, printr-un polinom de ordinul n ($n = 8 \div 10$) :

$$B = a_0 + a_1 \cdot H + a_2 H^2 + \ldots + a_n \cdot H^n \tag{3}$$

sau printr-o formulare numerică [2 p. 55].

Cea mai precisă considerare, este firește aceea numerică, dar neeconomică atît sub aspectul utilizării memoriei CN, cît și a timpului de calcul (reclamă interpolarea între valorile numerice considerate). Din acest motiv este preferabilă forma polinomială (relația (3)), care comparativ cu aproximarea pe porțiuni elimină testarea valorii tensiunii magnetomotoare, dar prezintă inconvenientul că nu este suficient de elastică în condițiile lui $n \leqslant 8$.

Din categoria curbelor continue, utilizate pentru aproximarea curbei de magnetizare se menționează : $B=K \cdot H^{1/n}$ [4], [5], [6], $B=K \cdot H^{(n-2)/n}$ [7], [8], $B=a_n H^n$ [3], $B=a_1 \cdot B+a_2 B^{2n+1}$ [3], $B=H/(a+b \cdot H)$ [9], $H=ae^{b \cdot B}$ [3], [11], $B=a(1-e^{-bH})$ [3], [11], $B=H \cdot e^a/(b+c \cdot e^a)$ unde $a=1,5$; $b=0,39$; $c=0,6$ (formula lui Zaleski) [2], [11].

O mare elasticitate în aproximarea curbei de magnetizare o asigură fără îndoială utilizarea unei forme polinomiale cu exponenți neîntregi de forma :

$$y=a_0+a_1x+a_2x^\alpha \quad \text{sau} \quad y=a_0+a_1x+a_2x^2+a_3x^\alpha \tag{4}$$

Din păcate determinarea lui α implică unele dificultăți și aproximații ce pot introduce erori comparabile cu efectul considerării acestor polinoame în exprimarea curbei de magnetizare.

Din acest motiv, în cele ce urmează s-a propus aproximarea curbei reale $B=f(H)$ printr-un polinom cu exponenți neîntregi.

2. **Expresia propusă pentru aproximarea curbei de magnetizare.** Expresia propusă pentru aproximarea curbei reale $B=f(H)$ este de forma :

$$B=a_0+a_1 \cdot H^{1/2}+a_2H^{2/3}+ \ldots +a_nH^{n/n+1} \tag{5}$$

sau dacă se pune condiția de trecere prin origine :

$$B=a_1 \cdot H^{1/2}+a_2 \cdot H^{2/3}+ \ldots +a_nH^{n/n+1} \tag{6}$$

unde așa cum de altfel rezultă „n" este un număr natural, iar „a_i" sînt coeficienți determinați prin puncte semnificative. Determinarea lor este mult ușurată dacă se dispune de tabele $A^{n/n+1}$ (tabelul 1).

Dependent de precizia dorită a se obține la aproximare. numărul termenilor ce se reține poate fi mai mare sau mai redus.

Astfel considerîndu-se caracteristica de magnetizare pentru o mașină sincronă normal saturată [12], dată prin puncte :

I_{E0}	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75	2	2,25	2,50	2,75	3,0
U_0	0,3	0,56	0,82	0,98	1,11	1,10	1,25	1,3	1,345	1,39	1 41	1,42

și considerîndu-se relații de forma (6), cu 1, 2, 3, 4 termeni, s-au obținut următoarele expresii pentru inducțiile B :

$$B_1=0,894 \cdot H^{1/2} \tag{7}$$

$$B_2=1,468 \cdot H^{1/2}-0,4987 \cdot H^{2/3} \tag{8}$$

$$B_3=-12,0294 \cdot H^{1/2}+37,3932 \cdot H^{2/3}-24,397 \cdot H^{3/4} \tag{9}$$

$$B_4=-11,6365 \cdot H^{1/2}+35,932 \cdot H^{2/3}-22,52 \cdot H^{3/4}-0,7955 \cdot H^{4/5} \tag{10}$$

Tabelul 1

Valorile expresiei $A^{n/n+1}$ pentru $A=0,1-3$ și $n=1-6$

A	$A^{1/2}$	$A^{2/3}$	$A^{3/4}$	$A^{4/5}$	$A^{5/6}$	$A^{6/7}$
0,1	0,31623	0,21544	0,17783	0,15849	0,14678	0,13895
0,2	0,44721	0,34200	0,29907	0,27595	0,26153	0,25170
0,3	0,54772	0,44814	0,40536	0,38168	0,36666	0,35630
0,4	0,63246	0,54288	0,50297	0,48045	0,46600	0,45594
0,5	0,70711	0,62996	0,59460	0,57435	0,56123	0,55205
0,6	0,77460	0,71138	0,68173	0,66454	0,65332	0,64542
0,7	0,83666	0,78837	0,76529	0,75176	0,74287	0,73659
0,8	0,89443	0,86177	0,84590	0,83651	0,83031	0,82591
0,9	0,94868	0,94217	0,92402	0,91917	0,91594	0,91365
1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
1,1	1,04881	1,06560	1,07410	1,07932	1,08266	1,08512
1,2	1,09545	1,12924	1,14653	1,15703	1,16408	1,16915
1,3	1,14017	1,19114	1,21747	1,23355	1,24438	1,25218
1,4	1,18322	1,25146	1,28705	1,30889	1,32365	1,33430
1,5	1,22474	1,31037	1,35540	1,38316	1,40198	1,41558
1,6	1,26491	1,36798	1,42262	1,45645	1,47945	1,49610
1,7	1,30384	1,42440	1,48880	1,52883	1,55611	1,57590
1,8	1,34164	1,47973	1,55401	1,60036	1,63203	1,65503
1,9	1,37840	1,53404	1,61832	1,67110	1,70724	1,73353
2,0	1,41421	1,58740	1,68179	1,74110	1,78180	1,81145
2,1	1,44914	1,63988	1,74447	1,81040	1,85574	1,88881
2,2	1,48324	1,69154	1,80641	1,87905	1,92909	1,96565
2,3	1,51658	1,74242	1,86765	1,94707	2,00189	2,04198
2,4	1,54919	1,79256	1,92823	1,01451	2,07416	2,11785
2,5	1,58114	1,84202	1,98818	2,08138	2,14594	2,19327
2,6	1,61245	1,89081	2,04753	1,14771	2,21723	2,26825
2,7	1,64317	1,93899	2,10631	2,21356	2,28807	2,34283
2,8	1,67332	1,98658	2,16455	2,27891	2,35848	2,41701
2,9	1,70294	2,03360	2,22228	2,34379	2,42846	2,49081
3,0	1,73205	2,08008	2,27951	2,40823	2,49805	2,56425

Determinarea coeficienților expresiilor (7)—(10) s-a efectuat după cum urmează :

(7) — din $B=a_1 \cdot \sum H$

(8) — prin puncte de abscisă : 1 și 2

(9) — prin puncte de abscisă : 0,75 ; 1,5 ; 2

(10) — prin puncte de abscisă : 0,5 ; 1 ; 1,5 ; 2.

Curbele corespunzătoare relațiilor (7)—(10), precum și curba reală $B=f(H)$ au fost trasate în fig. 1.

Din analiza curbelor trasate în fig. 1, se poate constata că odată cu creșterea numărului de termeni reținuți în expresia lui B (Φ), precizia aproximării crește sensibil. Totuși sînt porțiuni din curba reală aproximate suficient de bine și prin relații cu termeni mai puțini. Acest lucru impune o analiză mai atentă a preciziei aproximării, atît pe ansamblu, cît și pe porțiuni din curba reală.

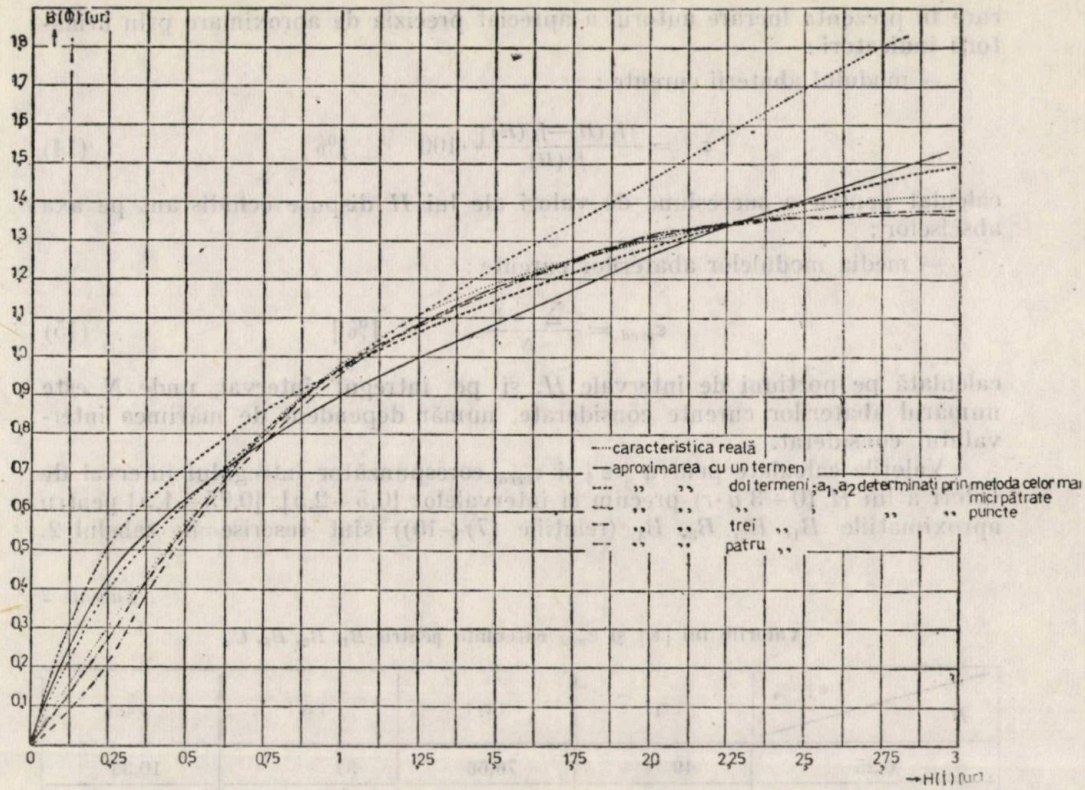


Fig. 1. Aproximarea curbei de magnetizare (caracteristicii magnetice) pentru turbogenerator normal saturat.

3. **Precizia aproximării propuse.** Pentru a caracteriza fidelitatea de reprezentare a curbei de magnetizare, exprimată de relațiile (7) ÷ (10) și curba reală, obișnuit se utilizează cifra de performanță definită astfel [2]:

$$c_p = \frac{f}{F}\,, \tag{11}$$

unde f este suprafața rezultantă între cele două curbe (reală și aproximată prin relații), adică :

$$f = \left| \int_{H_1}^{H_2} (f_1(H) - f_2(H))\ \mathrm{d}H \right|, \tag{12}$$

iar F, reprezintă valoarea maximă a lui f și corespunde cazului cînd se folosește o dreaptă, adică :

$$F = \left| \int_{H_1}^{H_2} f_1(H) \cdot \mathrm{d}H - \frac{1}{2} [f(H_1) - f(H_2)] (H_1 - H_2) \right| \tag{13}$$

H_1, H_2 fiind intervalul luat în considerare la aproximare.

Aplicarea relației (11) implică însă unele dificultăți și acestea sînt legate îndeosebi ce calculul lui f și în particular de exprimarea lui $f_1(H)$, motiv pentru

care în prezenta lucrare autorul a apreciat precizia de aproximare prin următorii indicatori :

— modulul abaterii curente :

$$|\varepsilon| = \frac{|f_1(H) - f_2(H)|}{f_1(H)} \cdot 100 \qquad [\%] \tag{14}$$

calculat pentru o succesiune de valori ale lui H dispuse echidistant pe axa absciselor ;

— media modulelor abaterilor curente :

$$\varepsilon_{med} = \frac{\sum |\varepsilon|}{N} \qquad [\%] \tag{15}$$

calculată pe porțiuni de intervale H, și pe întregul interval, unde N este numărul abaterilor curente considerate, număr dependent de mărimea intervalului considerat.

Valorile calculate pentru $|\varepsilon|$ și ε_{med} corespunzător întregului interval de valori a lui H $(0 \div 3\ u \cdot r)$ precum și intervalelor $[0{,}5-2{,}5]$, $[0{,}75-1{,}5]$ pentru aproximațiile B_1, B_2, B_3, B_4 (relațiile (7)÷10)) sînt înscrise în tabelul 2.

Tabelul 2

Valorile lui $|\varepsilon|$ și ε_{med} calculate pentru B_1, B_2, B_3, U_4

H \ $\lvert\varepsilon\rvert$ %	$\lvert\varepsilon_1\rvert$	$\lvert\varepsilon_2\rvert$	$\lvert\varepsilon_3\rvert$	$\lvert\varepsilon_4\rvert$
0,25	49	76,66	31	10,33
0,50	12,857	29,28	5	1,333
0,75	5,585	4,926	6,438	4,0
1,0	8,77	0	1,35	0
1,25	10,01	4,05	2,099	0,216
1,50	8,06	3,45	0,337	0,84
1,75	5,4	2,40	1,890	0,088
2,0	2,769	1,15	2,070	0,676
2,25	0,297	0 115	2,20	0,37
2,50	1,69	0,97	2,58	2,158
2,75	5,14	3,41	2,83	2,85
3	9,0	5,63	0,70	4,2
ε_{med}	9,88	11,0	4,8745	2,255
ε_{med} $0{,}5 \div 2{,}5$	6,16	6,15	2,66	1,07
ε_{med} $0\ 75 \div 1{,}5$	8,106	3,101	3,408	1,26

Din analiza valorilor calculate și înscrise în tabelul 2 rezultă următoarele :

— abateri mari în aproximare se obțin în prima parte a intervalului lui H $[0-0{,}5]$ și ele depășesc 50%,

— abateri relativ mici se obțin în intervalul $[1-1{,}5]$, și mai ales pentru $H=1$,

— atît pe ansamblul domeniului valorilor lui H, cît și pe porțiuni de interval, expresia B_4 (rel. 10) asigură cea mai fidelă reprezentare, abaterea medie fiind de cca 2,25%, adică comparabilă cu aceea oferită de formula lui Zaleski [11],

— pe porțiuni de interval precizii suficient de bune se obțin și utilizînd expresii cu termeni mai puțin: : B_3 pentru intervalul $[0,5 \div 2,5]$ ($\varepsilon_m = 2,66\%$) și B_2 pentru intervalul $[0,75 \div 1,5]$. ($\varepsilon = 3,101\%$).

4. **Concluzii.** Expresia propusă pentru aproximarea curbei de magnetizare (respectiv a caracteristicii magnetice) este originală, iar utilitatea ei rezidă din elasticitatea pe care o asigură considerarea unor exponenți neîntregi. Precizia pe ansamblu obținută prin modelarea unei curbe reale a fost comparabilă cu aceea asigurată de formula lui Zaleski, iar în intervalul de valori a lui H [1—2] și considerîndu-se patru termeni, mult inferioară ei.

Un alt avantaj pe care-l asigură expresia propusă, rezultă din posibilitatea de-a modifica precizia modelării prin considerarea unui număr de termeni din relația (3) mai mic sau mai mare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Șora Constantin, Bazele Electrotehnicii, Vol. 2-Continuare, IP Timișoara, 1973

[2] Crișan Ovidiu, Funcționarea generatorului sincron în regim tranzitoriu considerînd elementele sale neliniare și elementele exterioare, teză de doctorat, IP Timișoara, 1972.

[3] Trutt F. C., și alții, Representation of the Magnetization Caracteristics of DC Machines for Computer Use, IEE Trans. Power App and Systems, nr. 3, march, 1968, pp. 665—669.

[4] Balion, R. H., K rascetu massivnogorotovo, Elektricestvo, nr. 6, 1955.

[5] Nicolaide, A., Analiza neliniară a propagării cîmpului electromagnetic în piese feromagnetice, Electrotehnica, nr. 9, 1964, pp. 320—330.

[6] Nicolaide, A., Calculul parametrilor amortizoarelor masive ale mașinilor sincrone cu poli aparenți, Electrotehnica, nr. 5, 1965, pp. 165—173.

[7] Pillai, K. P. P., Fundamental-frequency eddy. current loss due to rotating magnetic field, Part 1-Eddy current loss in solid rotors, Proceedings, IEE, vo.. 116, nr. 3, march, 1969, pp. 407—410.

[8] Pillai, K. P. P., Fundamental-frequency eddy-current loss due to rotating magnetic field Part II-Eddy current loss in solid rotors, Proceedings, IEE, vol. 116, nr. 3, march, 1969, pp. 411—414.

[9] Ahmed S. V., Erdelyi E. A., Nonlinear Theory of Salient Pole Machines, IEE Trans. Power App and Systems, nr. 1, ian., 1966, pp. 61—70.

[10] Hamilton H. B., Magnetic Saturation and Eddy-Current Effect in DC Machine Voltage Build-Up, IEEE, Trans. Power App and Systems, jung. 1964, pp. 606—610.

[11] Nedelcu V. N., Regimurile de funcționare ale mașinilor de curent alternativ, Editura. tehnică, București, 1968.

[12] Dordea Toma, Mașini Electrice, Editura tehnică, București, 1970.

EXPRESSION FOR APPROXIMATION OF THE MAGNETIZATION CURVE, EMPLOYED FOR THE CALCULATION OF PROCESSES FOR THE SYNCHRONOUS MACHINE

CONTENTS

The peaper presents a new expression for approximation of the magnetization curve for the synchronous machine. The expression is constituted by terms : $a_n \cdot H^{n/n+1}$, where „n“ the naturally number.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 2—1979

METODA GRAFOANALITICĂ DE REPROIECTARE A ELECTROMAGNEŢILOR

DE

N. L. FÂNTÂNĂ

Introducere. În practică se constată adeseori că măsurătorile asupra unui prototip diferă notabil de valorile antecalculate. Aceste diferenţe provin din imposibilitatea modelării fenomenului fizic cu un model matematic care să fie simplu de folosit şi suficient de exact. Astfel în cazul echipamentelor cu circuite feromangnetice, datorită caracteristicii de material neliniare, dificil de introdus în calcule şi a posibilelor diferenţe între materialul preconizat şi materialul efectiv folosit, poate apărea necesitatea reproiectării.

Lucrarea îşi propune stabilirea unei metode de reproiectare grafo- analitică pentru electromagneţi, avînd la bază rezultatele încercărilor asupra prototipului, care vizează obţinerea unei solenaţii optime, în condiţiile unei configuraţii impuse a circuitului magnetic.

Metoda este exemplificată în cazul unui electromagnet elevator.

1. Metoda grafoanalitică.

1.1. Bazele de calcul

Se consideră un electromagnet de formă cilindrică alimentat în curent continuu care acţionează asupra unei plăci feromagnetice de sarcină (armătură) fig. 1.

În punctele notate 1 şi 2 aflate la suprafaţa plăcii de sarcină,poziţionată la întrefierul δ, se măsoară componenţa normală a inducţiei ($B\delta$) pentru diferite valori ale curentului (solenaţiei) electromagnetului, obţinîndu-se dependenţele funcionale $B\delta 1\ (NI)$ şi $B\,\delta 2\ (NI)$.

Aplicînd legea circuitului magnetic pe curba Γ, fig. 1, se obţine [1]:

$$\oint_{\Gamma} \vec{H} \cdot d\vec{l} = NI \tag{1}$$

În continuare notînd căderile de tensiune magnetică cu U_H şi adăugînd indicii δ respectiv Fe pentru a preciza întrefierul şi respectiv mediul feromagnetic, EM şi P pentru electromagnet şi placă, respectiv 1 şi 2 pentru cele 2 puncte în care se fac măsurătorile se obţine :

$$U_{HFe} + U_{H\delta} = NI \tag{2}$$

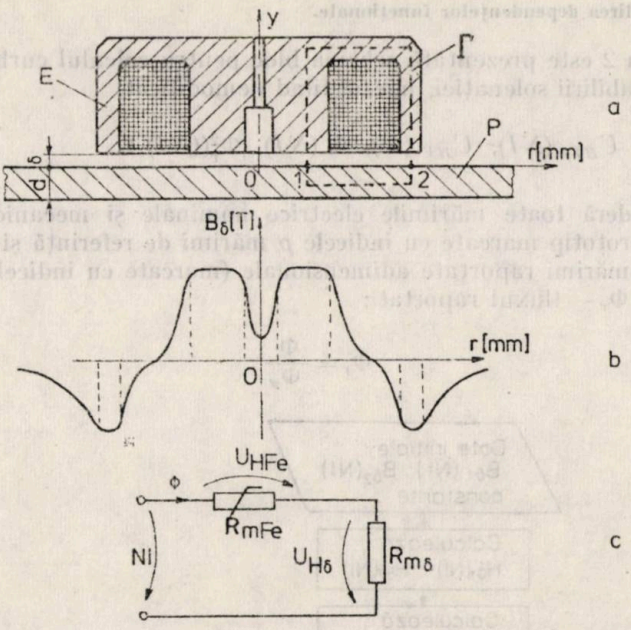


Fig. 1. Electromagnetul analizat, distribuția inducției magnetice în întrefier și schema echivalentă :

E — electromagnet; *P* — placă feromagnetică de sarcină (armătură mobilă).

unde :

$$U_{H\delta}=\delta_1 \cdot H_{\delta 1}+\delta_2 \cdot H_{\delta 2}=\delta\,(H_{\delta 1}+H_{\delta 2}) \tag{3}$$

$$U_{HFe}=(U_{HFe})_{EM}+(U_{HFe})_P \tag{4}$$

Utilizînd relația valaiblă pentru întrefier :

$$B=\mu_0 H \tag{5}$$

se obțin dependențele $H_{\delta 1}(NI)$ respectiv $H_{\delta 2}(NI)$ cu care se determină utilizînd (3) variația căderii de tensiune magnetică a întrefierului $U_{H\delta}$, funcție de solenație (NI).

Din (2) se obține :

$$U_{HFe}(NI)=NI-U_{H\delta}(NI) \tag{6}$$

Neglijînd fluxul de dispersie al electromagnetului se poate adopta schema echivalentă simplificată prezentată în fig. 1. c.

Reluctanța echivalentă a porțiunilor circuitului magnetic unde există material feromagnetic s-a notat cu R_{mFe} iar cea corespunzătoare întrefierului cu $R_{m\delta}$.

Cunoscînd $U_{H\delta}$ după măsurători și calculînd $R_{m\delta}$ se poate obține fluxul magnetic $\Phi=\Phi\,(NI)$:

$$\Phi\,(NI)=\frac{U_{H\delta}\,(NI)}{R_{m\delta}}. \tag{7}$$

1.2 **Stabilirea dependențelor funcționale.**

În figura 2 este prezentată schema bloc pentru calculul curbelor necesare, în vederea stabilirii solenației, miezul fiind nemodificat.

$$U_{HFe}(NI),\ U_{HFe}(\Phi),\ \Phi(NI),\ \Phi_r^2((NI)_r).$$

Se consideră toate mărimile electrice nominale și mecanice ale electromagnetului prototip marcate cu indicele p mărimi de referință și în continuare se vor folosi mărimi raportate adimensionale (marcate cu indicele r). În fig. 2 s-a notat cu Φ_r — fluxul raportat :

$$\Phi_r = \frac{\Phi}{\Phi_p}. \tag{8}$$

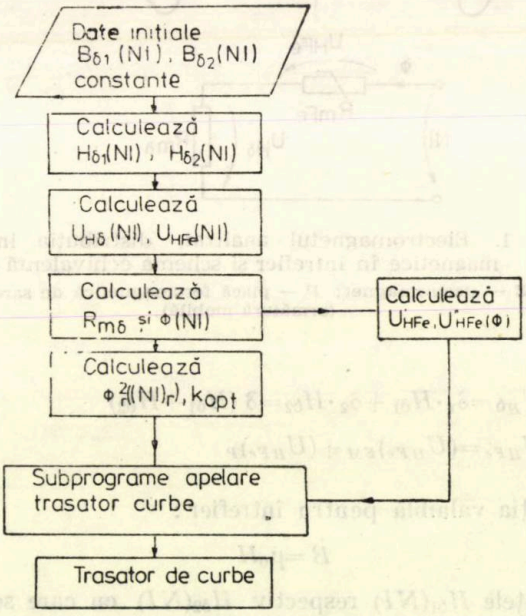


Fig. 2. Organigramă de calcul.

Considerînd pentru calculul forței de atracție (F) la un electromagnet relația [2], [3]:

$$F = \frac{\Phi^2}{2\mu_0 A} \tag{9}$$

unde A (m^2) este aria suprafeței care participă la dezvoltarea forței și calculînd forța raportată se obține pentru dimensiuni fixate ale electromagnetului relația :

$$F_r(NI) = \Phi_r^2(NI) \tag{10}$$

Relația (10) ne permite estimarea modificării forței de atracție la o modificare a solenației.

1.3. Aprecierea gradului de utilizare a circuitului magnetic.

Utilizarea dependenței $U_{HFe}(\Phi)$ relevă aspecte privind solicitarea magnetică a materialului, indicînd ponderea porțiunilor cu saturație însemnată față de zonele nesaturate ale circuitului magnetic.

Se propune (Fig. 3) descompunerea curbei obținute $U_{HFe}(\Phi)$ în componente : $U'_{HFe}(\Phi)$ este o dreaptă prin origine, tangentă la curba $U_{HFe}(\Phi)$, iar $U''_{HFe}(\Phi)$ se poate obține cu ajutorul relației

$$U_{HFe}(\Phi) = U'_{HFe}(\Phi) + U''_{HFe}(\Phi) \tag{11}$$

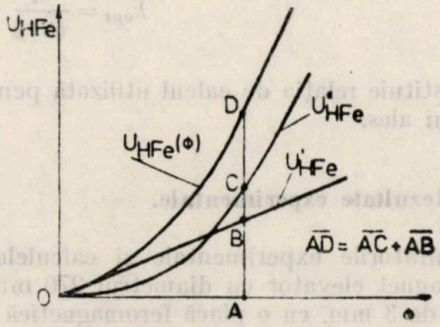


Fig. 3. Descompunerea grafică a curbei $U_{HFe}(\Phi)$

Această descompunere este echivalentă cu considerarea circuitului feromagnetic format din două porțiuni distincte, una liniară $U'_{HFe}(\Phi)$, cea de-a doua, U''_{HFe}, neliniară. În punctul de intersecție K, al celor două curbe, porțiunile liniară și neliniară, ale circuitului magnetic în fier, contribuie în mod egal la căderea de tensiune magnetică U_{HFe}.

1.4. Criteriul de optimizare.

Utilizînd cele prezentate mai sus se dorește obținerea unui criteriu obiectiv de apreciere care să indice realizarea simultană a unei forțe cît mai mari, la o încălzire și la un cost cît mai redus al electromagnetului.

Notînd : u — tensiunea de alimentare a electromagnetului ; ρ — rezistivitatea materialului conductor ; l_{spm} — lungimea spirei medii ; N — numărul de spire al bobinei ; S_c — suprafața conductorului de bobinaj ; k_{cu} — costul unitar al conductorului de Cu și C — costul, și utilizînd mărimile raportate corespunzătoare, se pot scrie relațiile :

$$(I^2R)_r = \frac{S_{cr}}{N_r} \tag{12}$$

$$C_r = N_r \cdot S_{cr} \cdot k_{cu\,r'} \tag{13}$$

în care s-a considerat $l_{spmp} = l_{spm}$.

Criteriul de optimizare propus caută un maxim pentru expresia :

$$k_{opt} = \frac{F_r}{(I^2R)_r \cdot C_r} \tag{14}$$

Înlocuind în (14) relațiile (12) și (13), ținînd cont de (10) și considerînd variația costului conductorului de Cu invers proporțională cu S_c :

$$(k_{Cu})_r = \frac{1}{S_{cr}} \tag{15}$$

se obține :

$$k_{opt} = \frac{\Phi_r^2}{S_{cr}} \tag{15}$$

Scriind expresia solenației raportate :

$$(NI)_r = S_{cr} \tag{17}$$

relația (16) devine :

$$k_{opt} = \frac{\Phi_r^2}{(NI)_r} \tag{18}$$

care constituie relația de calcul utilizată pentru calcularea optimului, conform criteriului ales.

2. Rezultate experimentale.

Măsurătorile experimentale și calculele au fost efectuate asupra unui electromagnet elevator cu diametrul 270 mm, 0,15 kW, $U_n = 110$ V c.c la un întrefier de 3 mm, cu o placă feromagnetică de sarcină groasă de 24 mm.

Curbele $B_{\delta 1}(NI)$ și $B_{\delta 1}(NI)$ măsurate și $\Phi(NI)$ calculată sînt prezentateîn fig. 4, celelalte dependențe funcționale calculîndu-se conform schemei din fig. 2.

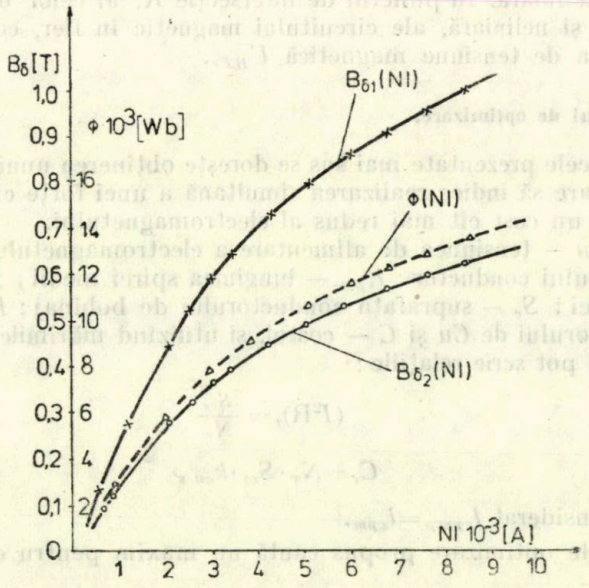


Fig. 4. Curbele $B\delta\ (NI)$ măsurate și $\Phi\ (NI)$.

Aprecierea eficacității măririi solenației se poate face utilizînd curba $U_{HFe}(NI)$.

Pentru creșteri constante $NI = 1\,000$ ale solenației electromagnetului contribuția la creșterea lui $U_{H\delta}$ deci a lui B_δ și implicit a forței de atracție este redată în tabelul 1.

Tabelul 1

$(NI)_k$	NI	$\alpha = \frac{\Delta U_{HFe}}{\Delta NI} \cdot 100$	$\beta = \frac{\Delta U_{H\delta}}{\Delta NI} \cdot 100$
1 000	1 000	25,0	75,0
2 000	1 000	27,5	72,5
3 000	1 000	55,5	45,0
4 000	1 000	65,0	35,0
5 000	1 000	70,0	30,0
6 000	1 000	75,0	25,0
7 000	1 000	77,5	22,5
8 000	1 000	80,0	20,0

Dependențele funcționale $U_{HFe}(\Phi)$ fig. 5, permit aprecierea pentru fiecare valoare a solenației, deci a fluxului, a repartiției căderii de tensiune magnetică în fier în porțiunile liniare și cele neliniare.

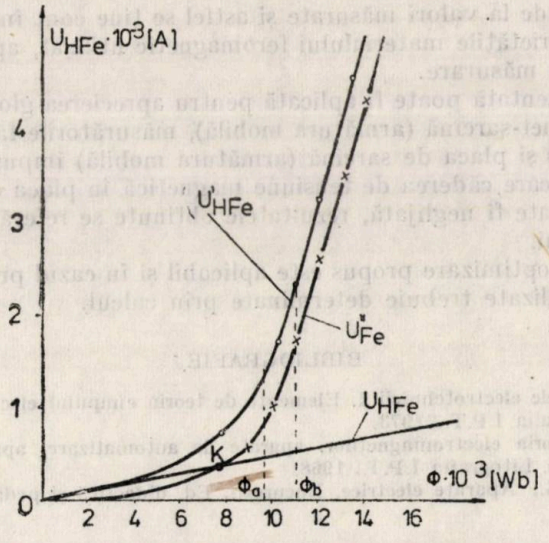


Fig. 5. Curbele $U_{HFe}(\Phi)$ pentru exemplul considerat.

În exemplul prezentat, în cazul fluxurilor Φ_a și Φ_b corespunzătoare la două solenații $(NI)_a$ și $(NI)_b$, $(NI)_b \simeq 1{,}29\,(NI)_a$, în cazul a : 36% din circuit are o comportare liniară și 64% neliniară, față de cazul b unde cele două valori sînt respectiv 24% și 76%.

Aprecieri asupra forței se pot face utilizînd fig. 6, unde este prezentată (în unități raportate) curba calculată a forței și sînt marcate două valori verificate experimental. Există o bună concordanță între măsurători și calcule.

Activitatea de adoptare a unei variante de bobinaj, este sprijinită și de utilizarea criteriului de optimizare propus.

Curba obținută $k_{opt} = f((NI)_r)$ este prezentată în fig. 6.

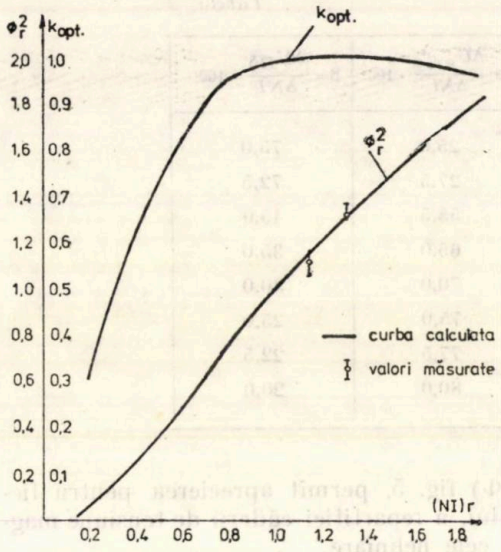


Fig. 6. Forța raportată și factorul de optim.

Concluzii. Metoda de reproiectare prezentată este general aplicabilă la electromagneți oferind proiectantului un suport de apreciere calitativă și cantitativă în vederea adoptării unei soluții corecte, în limitele permise de menținerea nemodificată a miezului magnetic.

În cazul în care modificarea solenației nu este suficientă pentru obținerea parametrilor doriți se oferă pornind de la măsurători date cantitative și indicații calitative asupra circuitului magnetic a zonelor cu saturație pronunțată în vederea redimensionării.

Se pornește de la valori măsurate și astfel se ține cont implicit de solicitarea reală și proprietățile materialului feromagnetic utilizat, apărînd însă inevitabelele erori de măsurare.

Metoda prezentată poate fi aplicată pentru aprecierea globală a ansamblului electromagnet-sarcină (armătura mobilă), măsurătorile făcîndu-se în acest caz la întrefierul și placa de sarcină (armătura mobilă) impusă de norme.

În cazul în care căderea de tensiune magnetică în placa de sarcină (armătura mobilă), poate fi neglijată, rezultatele obținute se referă numai la miezul electromagnetului.

Criteriul de optimizare propus este aplicabil și în cazul proiectării, în acest caz mărimile utilizate trebuie determinate prin calcul.

BIBLIOGRAFIE

[1] Șora C., Bazele electrotehnicii I. Elemente de teoria cîmpului electromagnetic, vol. 2., Litografia I.P.T., 1973.
[2] Suciu I., Teoria electromagneților, aparate de automatizare, aparate de pornire și reglare. Litografia I.P.T., 1968.
[3] Hortopan G., Aparate electrice. București, Ed. didactică și pedagogică, 1972.

GRAPHO-ANALITISCHE METHODE FÜR DIE REPROJEKTIERUNG VON ELEKTROMAGNETEN

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit wird eine grapho-analitytische Methode für die Reprojektierung von Elektromagneten, im Falle eines festgelegten magnetischen Kreises, dargestellt.

Auf Grund eines Rechenmodells, von den experimentellen Daten ausgehend, werden mit den wichtigsten Rechengrössen Funktionsabhängigkeiten ermittelt.

Es wird eine Optimierungs-Funktion vorgeschlagen um die Optimum—*M.M.K.* zu ermitteln, die Zugskraft, Erwärmung und Kosten in Betracht nimmt.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) Fascicola 2—1979

ANALIZA CÎMPULUI MAGNETIC UTIL LA GENERATOARELE DE MARE PUTERE CU AJUTORUL FILTRELOR DE SPAŢIU

DE

M. BIRIESCU, GH. LIUBA, I. GRANDO

1. Generalităţi privind repartiţia cîmpului magnetic în întrefierul unui generator sincron. Se cunoaşte că producerea şi transportul energiei electrice în regim variabil, sînt avantajoase cînd tensiunile şi curenţii au variaţii sinusoidale în timp. Dacă variaţia tensiunii nu este sinusoidală apar aspecte deficitare mai ales din punctul de vedere al factorului de putere şi al randamentului.

Ca urmare, este important să se cunoască şi să se separe cauzele care produc deformarea variaţiilor tensiunii şi care, în ultimă instanţă, influenţează preţul de cost al transportului energiei electrice.

Deoarece actual producerea energiei electrice la scară industrială se face aproape în exclusivitate cu ajutorul generatoarelor sincrone se analizează cîteva aspecte care se referă la aceste generatoare.

Dacă în întrefierul unui generator sincron există un cîmp magnetic cu repartiţie sinusoidală în spaţiu şi care roteşte cu viteză constantă, t.e.m. care ia naştere este pur sinusoidală.

În realitate la un generator sincron apar următoarele două tipuri principale de armonici în cîmpul magnetic din întrefier :

— armonici de spaţiu datorate repartiţiei nesinusoidale în spaţiu a cîmpului, care au lungime de undă un submultiplu al fundamentalei $2\tau/k$;

— armonici de timp.

Aceste armonici pot avea diverse cauze — satnraţia miezurilor neliniare, imperfecţiuni tehnologice, nesimetrii ale rotorului. Deci în caz general cîmpul magnetic este constituit dintr-o sumă dublă de armonici de spaţiu şi de timp de forma :

$$B(x, t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{i=1}^{\infty} B_{ik} \sin\left(i\omega t + k\frac{\pi}{\tau} x + \varphi_{ik}\right).$$

Prin inducţie electromgnetică, cele două tipuri de armonici se suprapun, avînd ca rezultat unic o t.e.m. deformată în timp (cu o infinitate de armonici de timp). Se remarcă faptul că analizînd t.e.m. rezultantă din înfăşurările generatorului sincron, nu se pot face deosebiri între armonicele de timp ale tensiunii provenite din armonicele de timp ale cîmpului, sau din armonicele de spaţiu ale cîmpului din întrefier.

2. Metoda filtrelor de spaţiu. Majoritatea metodelor de investigaţie a cîmpului din întrefier, nu pot separa cele două tipuri de armonici, care cau-

zează o variație nesinusoidală în timp a t.e.m. induse în înfășurările generatorului [1], [2]. În ultimul timp un interes deosebit prezintă inițierea și dezvoltarea unor metode de analiză a cîmpului cu separarea armonicilor [3], [4]. O metodă care permite separarea armonicilor de spațiu de armonicile de timp ale cîmpului este metoda filtrelor de spațiu. Metoda constă în plasarea unor înfășurări de măsură în întrefier cu repartizare sinusoidală în spațiu, în direcția de deplasare a cîmpului magnetic. Se poate demonstra că într-o astfel de înfășurare cu reparizarea sinusoidală în spațiu care are perioada $2\tau/k$ plasată în întrefier, se induce o tensiune electromotoare datorată numai armonicii de spațiu a cîmpului care are lungimea de undă $2\tau/k$, deci toate armonicile de spațiu de ordinul $j \neq k$ nu induc t.e.m. în această înfășurare de măsură. Amplitudinea înfășurării sinusoidale, influențează numai amplitudinea t.e.m. Înregistrînd această t.e.m. din înfășurarea de măsură, se observă că ea nu este o sinusoidă. Armonicele superioare sînt fcauzate de armonicele de timp ale armonicii de spațiu de ordinul K ale cîmpului.

Un set de astfel de înfășurări, cu diverse lungimi de undă, constituie un filtru de spațiu, care separă anumite armonici de spațiu ale cîmpului magnetic din întrefier.

Deoarece curba de repartiție a cîmpului magnetic în întrefier este o curbă simetrică, în dezvoltarea în serie Fourier ea va conține numai armonici impare. Deci se vor analiza filtre de spațiu de ordinul 1, 3, 5, 7, ... $2n+1$.

3. **Aplicarea metodei filtrelor de spațiu. Rezultate obținute.** Cu filtrul din fig. 1, care conține înfășurări de ordinul 1, 3 și 5, s-au făcut măsurători de analiza cîmpului pentru un generator sincron de 6 MW, 50 Hz, 600 rot/min $2p\tau = \pi \cdot 600$ mm. Înfășurările din fig. 1 au lungimile de undă 2τ, $2\tau/3$ și $2\tau/5$. Încercarea s-a făcut la funcționarea în gol.

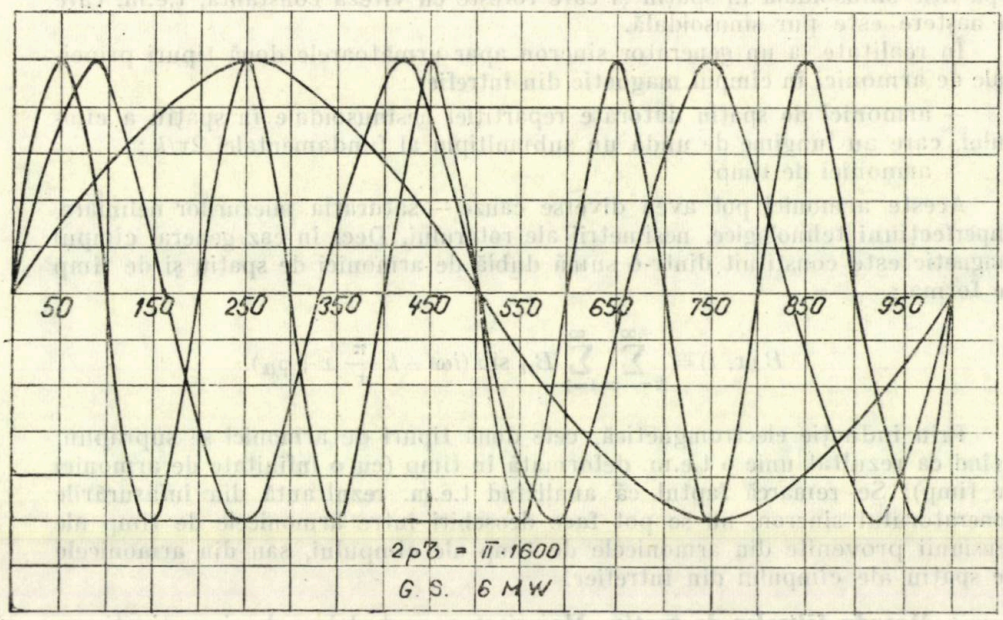


Fig. 1.

Înregistrarea semnalului de la fiecare din înfășurările filtrului, se descompun în serie Fourier, pentru separarea armonicii de spațiu a cîmpului, corespunzătoare înfășurării respective, de armonicile de timp, sub forma:

$$Y(t) = A_0 + \sum_{i=1}^{\infty} Al \sin(i\omega t - \varphi_i).$$

Rezultatele obținute prin prelucrarea oscilogramelor cu un program de analiză Fourier, în limbaj FORTRAR IV, sînt date în continuare.

De exemplu, pentru înregistrarea făcută cu înfășurarea de ordinul 3, rezultatele se interpretează astfel: armonica de ordinul 1 a acestei înregistrări corespunde armoncii de ordinul 3 a cîmpului. Celelalte armonici sînt armonici de timp corespunzătoare armonicii de spațiu de ordinul 3 a cîmpului magnetic.

Calculul procentual (dat pe ultima coloană) s-a făcut considerînd raportarea la valoarea amplitudinii armonicii fundamentale.

ANALIZA ARMONICELOR DE SPAȚIU ALE CÎMPULUI PRINCIPAL LA GENERATORUL SINCRON DE 6 MW

Armonica de spațiu de ordinul 1

ORDINUL ARMONICII	AMPLITUDINE	FAZA	PROCENTF
	.00		
1	52.85	6.50	100.00
2	.00	53.11	.00
3	.36	332.55	.67
4	.00	85.98	.00
5	.06	334.62	12
6	.00	274.94	.00
7	.10	330.37	.18
8	.00	302.09	.00
9	.09	313.12	.17
10	.00	291.74	.00
11	.14	338.74	.25
12	.00	69.70	.00
13	.09	294.95	.16
14	.00	35.24	.00
15	.03	73.02	.06

Armonica de spațiu de ordinul 3

ORDINUL ARMONICII	AMPLITUDINE	FAZA	PROCENTE
	.00		
1	4.52	6.01	100.00
2	.00	274.82	.00
3	.63	29.63	13 94
4	.00	77.62	.00
5	.03	307.58	.62
6	.00	276.53	.00
7	03	289.91	.63
8	.00	304.30	.00
9	.08	3.30	1,88
10	.00	293.96	.00
11	.04	296.08	.79
12	.00	292.03	.00
13	.05	12.03	1.08
14	.00	53.64	.00
15	.06	337 93	1.31

Armonica de spațiu de ordinul 5

ORDINUL ARMONICII	AMPLITUDINE	FAZA	PROCENTE
	—.00		
1	3.98	2.96	100.00
2	.00	313.53	.00
3	.33	89.18	8.29
4	.00	276.22	.00
5	.05	347.24	1.28
6	.00	43.96	.00
7	.02	294.23	.62
8	.00	8.75	.00
9	.02	277.99	.52
10	.00	26.23	.00
11	.11	286.59	2.64
12	.00	299 27	.00
13	.03	278.99	.66
14	00	293.93	.00
15	.06	32.23	1.47

4. **Concluzii privind aplicarea metodei filtrelor de spațiu.** Metoda filtrelor de spațiu este net superioară tuturor celorlalte metode de investigație practică a cîmpului magnetic la mașini de c.a. pentru că, spre deosebire de acestea permite separarea influenței armonicilor de spațiu și de timp ale cîmpului, asupra t.e.m. induse în înfășurări. Toate celelalte metode apreciază global deformarea cîmpului, deoarece atît armonicile de spațiu cît și cele de timp ale cîmpului, sînt convertite în armonici de timp ale t.e.,m.

— Prin separarea celor două tipuri de influențe, cu ajutorul filtrelor de spațiu se pot trage concluzii privind influența saturației și influența lungimii finite a mașinii asupra repartiției cîmpului. Se pot sesiza cu ușurință influențele unor neajunsuri de tip tehnologic (neuniformități ale întrefierului, poli inegali, etc.).

— Metoda este larg aplicabilă pentru orice regim de funcționare și poate fi folosită atît la mașinile sincrone cît și la cele asincrone.

— Tehnologia de realizare a unui filtru de spațiu este relativ simplă. Prelucrarea rezultatelor se poate face rapid pe calculator cu același program (cu mici modificări), pentru toate mașinile de c.a. care necesită o analiză mai amănunțită într-un stand industrial.

BIBLIOGRAFIE

[1] Jerve G. K., Încercările industriale ale mașinilor electrice Leningrad, 1968.
[2] Rotici R. V., Izmerenie garmonik polia v zazore asinhronnîh mașin s pomoșciu izmeritelnîh obmotok Elektromehanika nr. 6, 1967.
[3] Fork K., Messtechnische Grundlagen zur Berechnung von Ausgleichsvorgangen der Synchronmaschine ETZ. A 1967, 88, nr. 3.
[4] Akademia Nauk SSSR „Turbo i ghidrogheneratori — Metodi issledovania i rasceta". Nauka, Leningrad 1974.

L'ANALYSE DU CHAMP MAGNETIQUE UTIL AUX LES GENERATEURS DE GRANDE PUISSANCE, A L'AIDE DES FILTRES D'ESPACE

RÉSUMÉ

On y presente succintement, la méthode des filtres d'espace, dans l'analyse des champs magnétiques les limites et le niveau actuel de l'application de la méthode.

Parceque la qualité de l'énergie électrique et le randament des installations depend de la répartition du champ dans les générateurs de grande puissance, le probleme est actuel surtout dans les conditions de l'applications des calculateurs.

Le travail este completé avec des resultats obtenus dans les experiences sur un générateur synchrone de 6 MW.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

EVALUAREA COEFICIENTULUI DE EROZIUNE LA ACŢIUNEA DESCĂRCĂRILOR PARŢIALE LA MATERIALUL ELECTROIZOLANT *P 701*

DE

A. MARTON

1. **Introducere.** Pornind de la analiza produşilor rezultanţi prin degradarea materialelor electroizolante organice sub influenţa descărcărilor parţiale, s-a demonstrat [1] existenţa unei proporţionalităţi între volumul erodat şi energia acestor descărcări. Dacă energia disipată în timpul unei descărcări este W_0, volumul V_0 erodat la o singură descărcare se poate scrie :

$$V_0 = k\, W_0 \tag{1}$$

unde k este coeficientul de eroziune care descrie rezistenţa materialului la acţiunea descărcărilor electrice parţiale.

Scopul lucrării de faţă este de a evalua constanta k pe baza calculului duratei de viaţă a materialului electroizolant *P* 701 avînd ca ipoteză relaţia (1).

Materialul *P* 701-NID 3376-73 produs de I.C.M.E. Bucureşti, un produs pe bază de hîrtie de mică pe suport de ţesătură de sticlă, impregnată cu răşină epoxidică termorigidă, formează printr-o tehnologie adecvată o izolaţie termorigidă utilizată în construcţia maşinilor electrice de înaltă tensiune la I.C.M. Reşiţa.

2. **Calculul duratei de viaţă.** Considerăm un sistem de electrozi cu armături plan paralele între care se găseşte un dielectric în interiorul căruia se află o singură cavitate umplută cu aer, fig. 1. Observînd că C_{g-x} reprezintă capacitatea izolatorului sănătos de grosime g în regiunea afectată de descărcare, C_x capacitatea lamei de aer, iar C capacitatea totală a dielectricului sănătos, putem scrie că

$$C_{g-x} = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{d+g-x} \quad \text{şi} \quad C_x = \frac{\varepsilon_0 S}{x}, \tag{2}$$

unde d reprezintă grosimea lamei de aer înainte de apariţia descărcărilor parţiale, S reprezintă suprafaţa cavităţii, iar h profunzimea erodării.

Dacă în cavitatea considerată se produc n descărcări în unitatea de timp, atunci viteza de erodare a volumului V se poate scrie :

$$\frac{dV}{dt} = knW_0 \tag{3}$$

Notînd cu U_i tensiunea necesară amorsării unei descărcări, iar cu U_e tensiunea de arc a acestei descărcări, în cazul aplicării unei tensiuni alternative de frecvență ν putem scrie [2]:

$$n=4\nu\frac{U\dfrac{C_{g-x}}{C_{g-x}+C_x}-U_e}{U_i-U_e} \tag{4}$$

unde U este tensiunea alternativă aplicată.

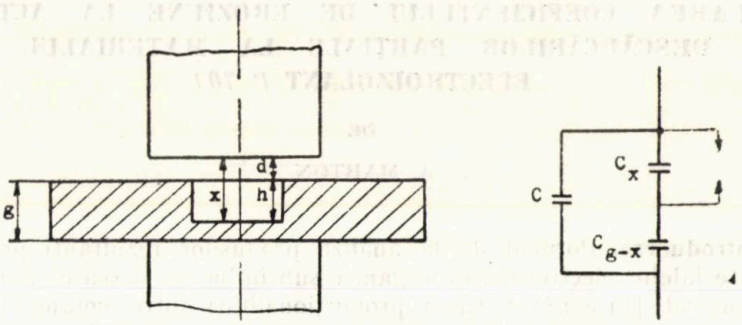


Fig. 1. Dielectricul și schema echivalentă folosită la calculul duratei de viață.

Considerînd că energia disipată în timpul unei descărcări reprezintă diferența dintre starea energetică a circuitului de măsură înainte, respectiv după amorsarea descrăcării și neglijînd termenii C_{g-x}^2/C și C_{g-x}^2/C^2 deoarece $C_{g-x}\ll C$, avem :

$$W_0=\frac{1}{2}(C_{g-x}+C_x)\ (U_i^2-U_e^2) \tag{5}$$

Conform rezultatelor experimentale ale lui Fieux și Kreuger [3]:

$$U_i=k_1X+k_2 \tag{6}$$

$$U_e={}_HU_i$$

unde $k_1=2{,}75$ kV/mm, $k_2=0{,}4$ kV și $\alpha=0{,}7$.

Aproximînd că eroziunea are loc sub forma unui cilindru a cărui suprafață este identică cu cea a cavității inițiale și cu înălțimea dx putem scrie conform relațiilor (3), (4) și (5) :

$$\mathrm{d}t=\frac{dx}{2k\nu\,(1+\alpha)\,\alpha\varepsilon\varepsilon_0k_1^2}\left[\frac{\dfrac{k_1\,(d+g)+k_2}{U'}}{X+\dfrac{k_2}{k_1}}+\frac{1-\dfrac{k_1\,(d+g)+k_2}{U'}}{X-\dfrac{U'-k_2}{k_1}}\right] \tag{7}$$

unde $U'=\dfrac{U}{\alpha}$.

Pentru a obține timpul după care descărcările parțiale erodează eșantionul pînă la adîncimea h integrăm ecuația (7) între limitele d și $d+h$. Astfel rezultă :

$$t_h=\frac{1}{2k\nu\,(1+\alpha)\,\alpha\varepsilon\varepsilon_0k_1^2}\left[\frac{U_3}{U'}\ln\frac{U_2}{U_1}+\left(\frac{U_3}{U'}-1\right)\ln\frac{U'-U_1}{U'-U_2}\right] \tag{8}$$

unde $U_1 = k_1 d + k_2$, $U_2 = k_1 (d+h) + k_2$ și $U_3 = k_1 (d+g) + k_2 = U_1 + k_1 g$ reprezintă tensiunile de amorsare a descărcărilor în lama de gaz de grosime d, d+h respectiv d+g.

Analizînd dependența timpului de erodare pînă la dîncimea h de către potențialul aplicat, se observă că pentru U' cuprins în're O și U_1, al doilea termen al relației (8) este negativ și mai mare în valoare absolută decît primul termen, t_h este negativ și nu are semnificație fizică. Evident descărcările nu se amorsează.

Pentru U' cuprins între U_1 și U_2 al doilea termen al relației (8) este nedefinit fiind logaritmul unui număr negativ. Fizic această imposibilitate se traduce prin faptul că, pentru o profunzime de eroziune h dinainte stabilită, tensiunea aplicată trebuie să fie cel puțin egală cu U_2.

Dacă $U' = U_2$, t_h este infinit, iar pentru $U' > U_2$ valoarea lui t_h este pozitivă monoton descrăcătoare.

Dacă tensiunea aplicată U' coincide cu tensiunea nominală pe fază U_{nf} și este egală cu tensiunea de amorsare U_3, timpul de erodare pînă la adîncimea h de unde apare străpungerea spontană reprezintă durata de viață θ a materialului electroizolant.

Astfel din (8) pentru $U' = U_3$ rezultă :

$$\theta = \frac{1}{2k\nu\varepsilon\varepsilon_0\alpha (1+\alpha) k_1^2} \cdot \ln \frac{U_2}{\frac{U_{nf}}{\alpha} - k_1 g} \qquad (9)$$

3. **Evaluarea constantei** k. Tensiunea de amorsare a descărcărilor parțiale în alveolele din interiorul izolantului, apărute fie în urma polimerizării fie în urma unei tehnologii imperfecte care corespunde tensiunii U_2 din relația (9), a fost determinată experimental cu aparatura de măsurat descărcări parțiale RCT tip LCIE 10. Măsurătorile au fsot efectuate pe bare ale bobinajului statoric pentru hidrogeneratoarele de mare putere realizate cu izolație P 701, alegînd acele bare care au corespuns din punctul de vedere al variației tangentei unghiului de pierderi și s-a obținut pentru cîmpul electric valoarea medie $E_2 = 1{,}95$ kV/mm.

Determinarea permitivității electrice relative s-a efectuat cu o punte Schering cu electrozi plați și inel de gardă, la tensiunea de 400 V conform STAS 2740-60 și s-a obținut valoarea medie $\varepsilon = 4{,}5$.

Avînd în vedere durata de viață general acceptată pentru gradientul nominal $\frac{U_{nf}}{g} = 2$ kV/mm de 20 000 ore, rezultă din (9) valoarea coeficientului de eroziune al materialului P 701, $k = 1{,}123 \cdot 10^{-12}$ m³/J.

4. **Concluzii.** 1. Pornind de la proporționalitatea dintre volumul erodat de descărcările parțiale și energic acestora, se ajunge la o relație (9) care permite determinarea duratei de viață a unui material electroizolant. Se observă dependența duratei de viață de coeficientul de eroziune la acțiunea descărcărilor parțiale k.

2. Considerînd că pentru un gradient nominal de 2 kV/mm durata de viață este de 20 000 ore, se găsește din relația (9) coeficientul de eroziune k, determinînd valoarea medie a tensiunii de amorsare a descărcărilor parțiale și a permitivității relative pentru un număr de bare ale bobinajului statoric, izolate cu material P 701, care au corespuns din punctul de vedere al variației tangentei unghiului de pierderi.

3. Comparativ cu rezultatele obținute în literatură [1], pentru pelicule dielectrice omogene (polietilenă $k=1{,}38\cdot10^{-12}\text{m}^3/\text{J}$, nylon $k=1{,}38\cdot10^{-12}/\text{J}$, teflon $k=5{,}67\cdot10^{-12}\text{m}^3/\text{J}$) în prezenta lucrare s-a determinat coeficientul de eroziune pentru un dielectric eterogen la dimensiunea de utilizare obținîndu-se același ordin de mărime (material P 701 $k=1{,}123\cdot10^{-12}\ \text{m}^3/\text{J}$).

4. Acceptînd coeficientul k evaluat în prezenta lucrare pentru calculul duratei de viață a materialului P 701 pe baza relației (9) sînt suficiente determinarea experimentală a permitivității electrice și a potențialului de amorsare al descărcărilor parțiale interne, fără a mai fi nevoie de un program de experimentări de durată ca în cazul evaluării statistice a duratei de viață.

BIBLIOGRAFIE

[1] Wood J. W., Ryder D. M., Hogg W. K., IEE Trans (Power Apparatus and Systems) New York, U.S.A., 1975 Vol. P.A.S-94, No. 3, p. 1 013.

[2] Kanoun Y., Lacosta R., Bui. A I., Revue Génerale d'Electricité, Paris, Franța, 1968 tom 77, no. 5, p. 492.

[3] Kreuger F. H., Revue Générale d'Electricité Paris Franța, 1968, tom 77, no. 5, p. 540.

EVALUATION DU COEFICIENT D'EROSION SOUS L'ACTION DES DECHARGES PARIELLES AU MATERIAL ELECTROISOLANT P 701

RÉSUMÉ

Dans cer article on éxpose la determination du coeficient k, pour un dielectrique éterogene en prtant de la formulation theorique de la durée de vie, pour le material P. 701.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

OPTIMIZAREA MAŞINII SINCRONE CU POLI APARENŢI ÎN REGIM DE GENERATOR*

DE

DOINA IRIHAŞIU

1. **Introducere.** În prezent maşinile sincrone se calculează pe baza metodei clasice care are la bază principiul alegerii dimensiunilor principale şi a solicitărilor electrice şi magnetice prin comparaţie cu maşini executate; se utilizează fie limite inferioare şi superioare ale mărimilor, fie curbe care indică valorile medii ale mărimilor, în general curbe stabilite empiric. În consecinţă maşinile astfel calculate nu corespund decît parţial datelor de proiectare iar optimizarea nu se poate face decît parţial.

În lucrarea prezentă se indică criteriile care stau la baza unei metode de calcul optimal al hidrogeneratoarelor.

Se determină maşina care, pentru datele de proiectare, are fie greutatea minimă a părţilor active (înfăşurările şi miezul feromagnetic) fie costul minim al acestora.

2. **Elemente de bază.** Se admit cunoscute:

a) Datele de proiectare: S — puterea aparentă; U — tensiunea la borne, pe fază; f — frecvenţa; $\cos\varphi$ — factorul de putere; η — randamentul; m — numărul de faze; p — numărul perechilor de poli.

b) Alte elemente pentru care nu există necesitatea considerării lor ca varilbile în calculul de optimizare:

— materialele din care se construieşte maşina, cu constantele de material;

α — factorul de acoperire al pasului polar;

k_q — raportul dintre valorile inductivităţii principale a fazei statorice cînd axa înfăşurării coincide cu axa transversală, respectiv logitudinală, a rotorului;

— se consideră întrefierul variabil sub talpa polară;

— tipul înfăşurării statorice: în două straturi, cu bare Röebel, fracţionară;

— forma crestăturii statorice: crestătură deschisă cu pereţi paraleli;

— izolaţia crestăturii;

— h_3, h_4 — înălţimea locaşului de pană, respectiv a gîtului crestăturii

* Lucrare comunicată la Sesiunea „Optimizarea echipamentelor electrice şi electronice", Universitatea din Braşov, 17 nov. 1978

MŰSZAKI EGYETEM

statorice ; se adoptă comparativ cu mașini executate ;

— a numărul de căi de înfășurare ;

— N_E — numărul de spire ale înfășurării de excitație ;

— h_t — înălțimea tălpii polare ;

c) ca variabile se consideră următoarele mărimi :

Δu — variația tensiunii la borne ;

R_s — coeficientul de supraîncărcare statică ;

— repartiția pierderilor în mașină ;

B_{med} — valoarea medie a inducției în intrefier ;

J — densitatea de curent statorică ;

q — numărul de crestături pe pol și fază.

3. Prezentarea metodei

Etapele de calcul sînt următoarele :

a) Din datele de proiectare se determină parametrii electrici corespunzători regimului staționar.

b) Se determină dimensiunile geometrice cînd se cunosc parametrii mașinii.

c) Determinarea mașinii optime.

3.1. Determinarea parametrilor.

În regim staționar sinusoidal, mașina sincronă cu poli aparenți este caracterizată din punct de vedere electric prin opt parametrii, [1, p. 331] :

R, X — rezistența, reactanța de dispersie a fazei statorice ;

R_{dm}, X_{dm} — rezistența, reactanța, de reacție longitudinală ;

R_{qm}, X_{qm} — rezistența, reactanța de reacție transversală ;

R_{Em}, X_{Em} — rezistența, reactanța de excitație.

Aceștia se determină din datele de proiectare pe baza ecuațiilor mașinii corespunzătoare regimului staționar sinusoidal ; se mai utilizează expresia variației de tensiune, a coeficientului de supraîncărcare statică, a pierderilor în cupru în înfășurarea indusă și a pierderilor în fier.

Repartiția pierderilor în mașină se consideră prin intermediul unor coeficienți de pierderi ;

C_{cf} — coeficientul de pierderi în fier și cupru din pierderile totale ;

C_f — coeficientul de pierderi în fier din pierderile totale ;

C_{cl} — coeficientul de pierderi în înfășurarea indusă din pierderile în înfășurări.

Prin varierea coeficienților de pierderi pot fi considerate toate cazurile posibile de repartiție a pierderilor în mașină.

Pentru reducerea timpului de calcul, într-o primă etapă se determină parametrii în ipoteza neglijării pierderilor în fier și cupru ; soluțiile astfel obținute constituie valori inițiale pentru determinarea valorilor exacte ale parametrilor (cînd se ține seama de pierderi).

3.2. Determinarea dimensiunilor geometrice.

Exprimăm parametrii mașinii sincrone cu poli aparenți, corespunzători regimului staționar, în funcție de dimensiunile geometrice.

Rezistența fazei statorice, R, se poate exprima în funcție de lungimea axială a pachetelor de tole ale miezului feromagnetic, 1, diametrul interior al statorului, D și numărul de spire al fazei statorice, N, sub forma :

$$R = K_3 \left(\frac{l}{k_{es}} + K_1 D + K_2 \right) N \qquad (1)$$

unde K_1 și K_2 sînt mărimi constante dependente de tipul înfășurării (un strat sau două straturi) și de numărul de perechi de poli, [3, p. 27] iar

$$K_3 = \frac{2\rho J}{l} \tag{2}$$

ρ fiind rezistivitatea electrică iar I curentul electric.

$$k_{es} = \frac{1}{l_a} \tag{3}$$

l_a — lungimea axială a miezului feromagnetic inclusiv canalele de ventilație.

Reactanța de dispersie, X, se exprimă în funcție de dimensiunile geometrice prin intermediul permeanțelor de calcul. Cu notațiile din fig. 1 se obține :

$$X = \left(\frac{lb_c}{b_c} K_7 + \frac{l}{b_c} K_9 + \frac{l}{\frac{b_c}{\delta} + K_{10}} K_9 + DK_{11} + K_{12} \right) N^2 \tag{4}$$

(δ este intrefierul în axa polului).

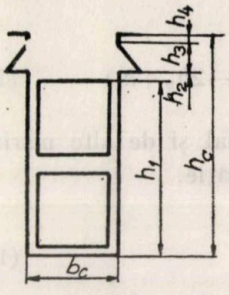


Fig. 1. Crestătură cu înfășurare în 2 straturi.

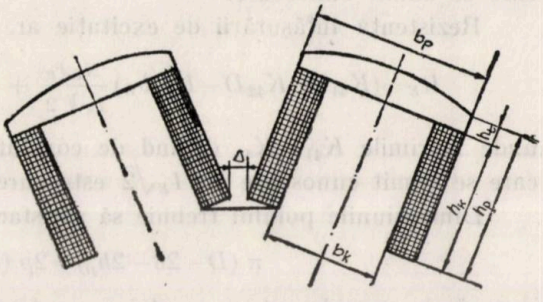


Fig. 2. Polii rotorici.

Mărimile $K_7 - K_{12}$ depind de constantele de material și de alte mărimi care se admit cunoscute [2, p. 4].

Tensiunea electromotoare U_e se poate scrie ub forma :

$$U_e = K_{13} NDl \tag{5}$$

iar din expresia pierderilor în fier se obține pentru rezistența de reacție longitudinală :

$$R_{dm} = K_{14} lD^2 h_c \frac{D + h_c - K_{15} b_c}{\left(D + \frac{2}{3} h_c - K_{15} b_c\right)^2} + K_{16} lD^2 \left(\frac{D + 2h_c}{h_{,1}} + 1 \right) \tag{6}$$

Factorul de umplere al crestăturii statorice are expresia

$$k_u = K_{39} \frac{N}{h_c b_c} \tag{7}$$

și prin analogie se definește factorul de umplere al spațiului dintre poli, k_{uE} : raportul dintre secțiunea cuprului pe un pol și suprafața disponibilă pentru bobinat, corespunzătoare unui pol, fig. 2.

$$k_{uE} = K_{40} \frac{N_E}{h_k (K_{31} D - b_k)} \tag{8}$$

Constantele $K_{13}-K_{16}$, K_{31}, K_{39} și K_{40} depind de mărimi care se admit cunoscute, [2, p. 5].

Din relația solenațiilor rezultă expresia curentului total redus la stator (curba de magnetizare se aproximează printr-o parabolă de ordinul doi):

$$I_0=K_{17}\frac{1}{N}\left\{K_{18}\delta+h_c\left[K_{19}+K_{20}\frac{D}{D+\frac{2}{3}h_c-K_{15}b_c}+K_{21}\frac{D^2}{\left(D+\frac{2}{3}h_c-K_{15}b_c\right)^2}\right]+\right.$$

$$+h_p\left(K_{22}+K_{23}\frac{D}{b_k}+K_{24}\frac{D^2}{b_k^2}\right)+(D+2h_c+h_j)\left(K_{25}+K_{26}\frac{D}{h_{j1}}+K_{30}\frac{D^2}{h_{j1}^2}\right)+ \quad (9)$$

$$\left.+(D-2h_p-h_{j2}-2\delta)\left(K_{28}+K_{20}\frac{D}{h_{j2}}+K_{20}\frac{D^2}{h_{j1}^2}\right)\right\}$$

unde h_{j1} și h_{j2} sînt înălțimea jugului statoric, respectiv rotoric.

Mărimile $K_{17}-K_{30}$ depind de constantele de material și de alte mărimi care se admit cunoscute.

Rezistența înfășurării de excitație are expresia

$$R_E=(K_{41}l+K_{42}D-K_{43}b_K)\frac{N_EJ_E}{I_E\sqrt{2}}+\frac{K_{44}J_E}{I_E\sqrt{2}}(D-2\delta-2h_p+h_k) \quad (10)$$

unde mărimile $K_{41}-K_{44}$ depind de constante de material și de alte mărimi care se admit cunoscute iar $I_E\sqrt{2}$ este curentul de excitație.

Dimensiunile polului trebuie să satisfacă relația:

$$\pi(D-2\delta-2h_p)=2p(b_p+\Delta) \quad (11)$$

impusă de considerente geometrice, conform fig. 2.

Întrefierul se stabilește rotunjind superior valoarea limită, determinată din condiția unei reacții de indus admisibile; se obține:

$$\delta=K_{45}\frac{N_c}{B_\delta} \quad (12)$$

unde

$$K_{45}=0{,}3\frac{I}{2ap} \quad (13)$$

iar N_c — numărul de crestături statorice; B_δ — inducția maximă în întrefier.

Sistemul format din ecuațiile: (1), (4) — (12) conține 10 necunoscute: l, D, δ, h_c, b_c, h_{j1}, h_{j2}, h_k, b_k și J_E.

În concluzie, dacă se cunosc parametrii corespunzători regimului staționar, se pot determina dimensiunile geometrice ale hidrogeneratoarelor.

4. **Programul de calcul.**

S-a realizat un program de calcul unitar, prin care, din datele de proiectare se determină parametrii corespunzători regimului staționar iar cu aceștia, dimensiunile geometrice.

Ca mărimi de intrare, se injectează ordinatorului electronic datele de proiectare și alte mărimi pentru care nu există necesitatea considerării lor ca variabile în calculul de optimizare precum și valorile inițiale, finale și pașii de variație pentru mărimile variabile.

Determinarea mașinii optime se realizează prin două rulări ; într-o primă rulare se localizează zona în care sistemul de ecuații admite soluții, ținînd seama de condițiile restrictive impuse de considerente fizice. În acest scop se stabilesc limitele mărimilor variabile, prin comparație cu mașini executate, iar pații de variație se aleg astfel, încît fiecare mărime variabilă să ia 3—4 valori în intervalul considerat.

Condițiile fizice, cele mai importante, impuse ordinatorului au fost :

— reactanța fazei statorice : longitudinală X_d, transversală, X_q și de dispersie, X, trebuie să îndeplinească condițiile :

$$X>0$$

$$X_d>X_q>0 \tag{14}$$

— numărul de spire al fazei statorice, N, depinde univoc de numărul de crestături statorice (înfășurare în bare) și, prin urmare, trebuie să satisfacă condițiile de simetrie ale înfășurării iar q să nu aibă valori întregi ;

— pentru dimensiuni se consideră doar valorile pozitive, dacă sînt soluțiile a unor ecuații de gradul doi sau trei iar raportul $\frac{l}{\tau}$ este limitat din considerente constructive (τ — pasul polar).

— solicitările magnetice să se încadreze în limitele pentru care este dată curba de magnetizare.

După calculul dimensiunilor geometrice ordinatorul stabilește costul și greutatea mașinii.

Pe baza rezultatelor obținute în acest mod se reia programul de calcul reducînd limitele de variație ale mărimilor variabile în zona în care s-au obținut soluții, în apropierea mașinii celei mai ieftine sau celei mai ușoare și se înjumătățesc pașii de variație utilizați la prima rulare.

Programul de calcul, scris în FORTRAN, în simplă precizie, a fost verificat pentru următoarele date de intrare : S=185 MVA ; $U=15{,}75/\sqrt{3}$ kV ; f=50 Hz ; cos φ=0,9 ; m=3 ; η =0,986. S-a admis : α=0,7 ; k_q=0,4 ; $h_2=5{,}75\cdot10^{-3}$ m ; $h_3=6\cdot10^{-3}$m ; h_4=0 ; N_E=640.

Valorile mărimilor variabile, considerate la prima rulare a programului și cele corespunzătoare mașinii oprime sînt date în tabelul 1.

Tabelul 1

Mărimea	Limitele	Pasul	Mașina optimă	Mărimea	Limitele	Pasul	Mașina optimă
Δu	0,2—0,5	0,1	0,5	C_{c1}	0,4—0,6	0.2	0,4
R_s	2—5	0,5	2,5	$B\delta_{med}$	0,8—0,85	0,05	0,8
C_{cf}	0,4—0,6	0,1	0,5	J	$(3.2—4).10^6$	2.10^5	4.10^6
C_f	0,14—0 21	0 07	0,14	q	$1\frac{1}{2}-3\frac{7}{8}$	$\frac{1}{8}$	$2\frac{1}{4}$

Pentru cele două rulări s-a consumat un timp de calcul de 10 min 32 sec, respectiv 4 min 30 sec.

În final au rezultat 75 mașini cu prețul și greutatea variind între (2,81—7,37) 10^6 lei, respectiv 336—988 tone.

Mașina cea mai ieftină are dimensiunile : D=5,006 m ; l=2,379 m ; h_c=0,135 m ; b_c=0,027 m ; h_{j1}=0,283 m ; h_{j2}=0,313 m ; h_k=0,536 m ; b_k=0,639 m.

5. **Concluzii.** Din cele prezentate rezultă că este posibil a se elabora un program de calcul al mașinilor sincrone cu poli aparenți, pe baza căruia să se poată determina cea mai bună mașină electrică posibilă, prin prisma criteriului pus la bază.

Programul este general, independent de valorile datelor de proiectare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Dordea T., *Mașini electrice*, Ed. II, București, Editura didactică și pedagogică, 1977.

[2] Irhașiu D., *Determinarea dimensiunilor geometrice ale hidrogeneratoarelor cu ajutorul ordinatoarelor electronice*. În : Seslunea III-a de comunicări tehnico-științifice ICPEH Reșița 1977, p. 1—8.

[3] Nürnberg W., Die Asynchronmaschine, Berlin, Springer Verlag, 1963.

OPTIMISIERUNG DER SYNCHRONMASCHINE MIT AUSGEPRAGTEN POLEN IN GENERATORREGIME

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit wird eine Optimal-Berechnungsmethode der Hydrogeneratoren dargestellt : Aus den Projektierungsdaten werden die elektrischen Parameter und aus diesen die geomentrischen Abmessungen ermittelt. Für eine Anzahl von Grössen, die als variabel angenommen wurden, wird die optimale Maschine ermittelt (niedrigster Wert für die Kosten oder das Gewicht der aktiven Materialen). Es wurde ein Berechnungsprogramm an einen Elektrorechner aufgestellt.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

CONSIDERAŢII PRIVIND DETBEMINAREA PARAMETRILOR SPECIFICI ÎN PROIECTAREA MAŞINILOR ELECTRICE SINCRONE CU RELUCTANŢĂ VARIABILĂ

DE

GH. ATANASIU

1. **Introducere.** În sistemele de acţionări electromecanice automatizate, care necesită reglarea turaţiei, se u ilizează diferite tipuri de maşini electrice de mică putere.

Tipul de maşină electrică ales, influenţează considerabil performanţele statice şi mai ales dinamice ale sistemului.

Din aceste motive, în ultimii ani, motoarele sincrone cu reluctanţă variabilă, fac obiectul unor investigaţii atît teoretice cît şi experimentale deosebite. Fiind robuste şi relativ simple, alimentate de la o sursă cu frecvenţă reglabilă, permit obţinerea unei plaje largi de turaţie [1].

În lucrare se prezintă o metodă de proiectare optimală a unei maşini electrice sincrone cu reluctanţă variabilă, verificată pe un prototip experimental.

2. **Elementele specifice maşinilor electrice sincrone cu reluctanţă variabilă.** Analiza maşinilor electrice sincrone cu reluctanţă variabilă (MESRV), se face pe baza relaţiilor cunoscute din teoria maşinilor sincrome, considerînd t.m.m. de excitaţie nulă. Datorită valorilor reduse ale puterilor acestor maşini, o influenţă deosebită asupra caracteristicilor de funcţionare o are valoarea rezistenţei fazei statorice.

Din diagrama fazorială (Fig. 1) se deduce expresia cuplului electromagnetic şi a factorului de putere [2].

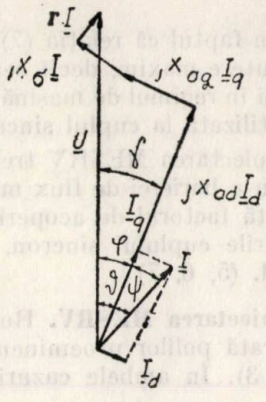


Fig. 1. Diagrama fazorială a MESRV.

$$M_S = A \frac{1-\alpha_x}{(\alpha_x+\beta_r^2)^2}[(\alpha_x-\beta_r^2)\sin 2\vartheta - 2\beta_r(1+\alpha_x)\sin^2\vartheta + 2\alpha_x\beta_r] \quad (1)$$

$$\cos\varphi = \frac{\frac{1}{2}(1-\alpha_x)\sin 2\vartheta + \beta_r}{\sqrt{\left[\frac{1}{2}(1-\alpha_x)\sin 2\vartheta + \beta_r\right]^2 + \left[\sin^2\vartheta + \alpha_x\cdot\cos^2\vartheta + \frac{1}{2}\beta_r\cdot\sin 2\vartheta\right]^2}} \quad (2)$$

unde

$$A = \frac{3}{2}\cdot\frac{U^2}{X_d}\cdot\frac{p}{\omega} \quad (3)$$

$$\alpha_x = \frac{X_q}{X_d} \quad \text{și} \quad \beta_r = \frac{r}{X_d} \quad (4\ a,\ b)$$

α_x și β_r fiind parametrii caracteristici MESRV.

În scopul obținerii unor performanțe optime, în calculul de proiectare, parametrii α_x și β_r se aleg astfel încît să se obțină un cuplu maxim, pentru un factor de putere și unghi de sarcină maxim.

Expresiile cuplului și unghiul de sarcină maxim obținute din relația (1) sînt redate în rel. (5) și (6)

$$M_{SM} = A\frac{1-\alpha_x}{(\alpha_x+\beta_r^2)^2}\left[\sqrt{(1+\beta_r^2)(\alpha_x^2+\beta_r^2)} - \beta_r(1-\alpha_x)\right] \quad (5)$$

și

$$\operatorname{tg} 2\vartheta_M = \frac{\alpha_x-\beta_r^2}{\beta_r(1+\alpha_x)}\cdot \quad (6)$$

La valoarea maximă a unghiului de sarcină $\vartheta_M = 45°$, pentru $\beta_r = 0$, se obține o relație pentru factorul de putere maxim

$$\cos\varphi_M = \frac{\frac{1}{2}(1-\alpha_x)+\beta_r}{\sqrt{\left[\frac{1}{2}-\alpha_x)+\beta_r\right]^2 + \left]\frac{1}{2}(1+\alpha_x)+\frac{1}{2}\beta_r\right]^2}}\cdot \quad (7)$$
$$\vartheta = \vartheta_M$$

Notăm faptul că relația (7) ne conduce la o valoare mai mică pentru factorul de putere maxim, decît cea dată în [3], cu aproximativ 25%. Relația (7) este utilă și în regimul de mașină electrică cu comutație statică [1], cînd MESRV poate fi utilizată la cuplul sincron maxim.

La proiectarea MESRV trebuie aleasă în primul rînd configurația polilor rotorici sau a barierei de flux magnetic (Fig. 2 și 3). Un alt parametru esențial îl reprezintă factorul de acoperire polară, $\alpha_{pd} = b_{pd}/\tau$. Acești parametrii determină valorile cuplului sincron, unghiuluidesarcină și a factorului de putere maxim /rel. (5, 6, 7) /.

3. **Proiectarea MESRV.** Rotorul MESRV prezintă o anisotropie magnetică, datorată polilor proeminenți sau prezenței unei bariere de flux magnetic (Fig. 2 și 3). În ambele cazuri relațiile anterioare sînt valabile. Diferențele

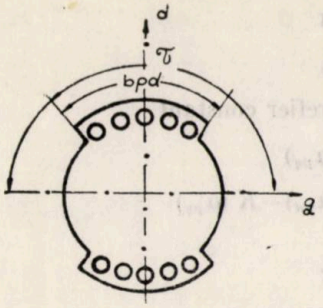


Fig. 2. MESRV cu poli proeminenți în rotor.

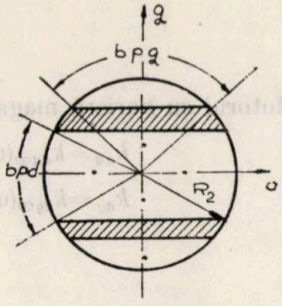


Fig. 3. MESRV cu barieră de flux magnetic în rotor.

constau numai în determinarea reactanțelor sincrone longitudinale și transversale. Acestea sînt definite prin relațiile :

$$X_d = k_{ad} X_m + X_\sigma \tag{8}$$

$$X_q = k_{aq} X_m + X_\sigma \tag{9}$$

unde X_m este reactanța de magnetizare pentru un rotor cu o configurație cilindrică, X_σ este reactanța de dispersie iar k_{ad} și k_{aq} sînt coeficienții reacției longitudinale și transversale. Expresiile acestor coeficienți depind de soluția constructivă a rotorului. În toate cazurile, acești coeficienți, sînt funcții de raportul arcului polar pe pasul polar, de configurația barierei magnetice (dacă există) și de valorile întrefierului maxim și minim (dacă există poli proeminenți).

Coeficienții k_{ad}, k_{aq} sînt determinați de raportul amplitudinilor inducției magnetice, în axele d și q, pentru rotorul cu poli proeminenți și rotorul cilindric echivalent.

$$k_{ad} = \frac{(B_{dm1})\,\delta = var}{(B_{dm1})\,\delta = \delta_m}, \qquad k_{aq} = \frac{(B_{qm1})\,\delta = var}{(B_{qm1})\,\delta = \delta_m} \tag{10}$$

δ_m fiind întrefierul minim.

Pentru toate MESRV acești coeficienți sînt funcții de parametrii constructivi specifici ai rotorului [4].

$$k_{ad} = f_1 \text{ (PCSR)} \tag{11}$$

$$k_{aq} = f_2 \text{ (PCSR)} \tag{12}$$

Pentru rotoarele redate în Fig. 2 și Fig. 3 acești coeficienți au următoarele expresii :

a. Rotor cu poli proeminenți, fără barieră magnetică.

$$k_{ad} = k_{ad\infty}(\alpha_{pd}) + \frac{1 - k_{ad\infty}(\alpha_{pd})}{\gamma} \tag{13}$$

$$k_{aq} = k_{aq\infty}(\alpha_{pd}) + \frac{1 - k_{aq\infty}(\alpha_{pd})}{\gamma} \tag{14}$$

unde

$$\alpha_{pd} = b_{pd}/\tau \tag{15}$$

$$\gamma = \delta_M/\delta_m \tag{16}$$

b. Rotorul cu barieră magnetică și întrefier constant.

$$k_{ad} = k_{ad\infty}(\alpha_{pd}) + k_{aq\infty}(\alpha_{pq}) \tag{17}$$

$$k_{aq} = k_{aq\infty}(\alpha_{pd}) + k_{ad\infty}(\alpha_{pd}) - K(\alpha_{pq}) \tag{18}$$

unde

$$\alpha_{pq} = b_{pq}/\tau \tag{19}$$

$$K = \frac{4}{\pi} \frac{\sin^2 \frac{\pi}{2} \alpha_{pq}}{\frac{\delta_m}{\delta_B} \sin \alpha_{pq}\pi + \frac{\pi}{2} \alpha_{pq}} \tag{20}$$

În rel. (13, 14, 17, 18) coeficienții notați cu „∞" sînt coeficienții de reacție, avînd forma generală

$$k_{ad\infty} = \frac{\alpha_p \pi + \sin \alpha_p \pi}{\pi} \tag{21}$$

$$k_{aq\infty} = \frac{\alpha_p \pi - \sin \alpha_p \pi}{\pi} \tag{22}$$

Acești coeficienți corespund cazului limită în care în axa transversală polului considerat, permeanța magnetică este nulă.

Cum MESRV sînt de mică putere, putem neglija valoarea reactanței de dispersie față de valoarea reactanței de reacție. Rel. (8) și (9) devin în acest caz :

$$X_d \cong k_{ad} X_m \qquad X_q \cong k_{aq} X_m \tag{23}$$

Astfel obținem o relație simplă între parametrul α_x și coeficienții de reacței

$$\alpha_x = \frac{k_{aq}}{k_{ad}} = f_3 \text{ (PCSR)} \tag{24}$$

Relația reciprocă devine

$$\text{PCSR} = f_4 (\alpha_x, \alpha_{pd}, \alpha_{pq}) \tag{25}$$

Rel. (25) permite proiectantului obținerea unei relații de conexiune între parametrii constructivi specifici ai rotorului, în vederea evaluării principalelor dimensiuni ale motorului.

Etapele proiectării unei MESRV sînt deci următoarele :

1. Alegerea formei constructive a rotorului și cunoașterea expresiilor coeficienților de reacție.

2. Dimensionarea statorului utilizînd metodele obișnuite ale mașinilor sincrone.

3. Scrierea unui program de calcul numeric în vederea determinării curbelor de variație ale cuplului sincron, unghiului de sarcină, factorului de putere și PCSR dependenți de parametrii α_x, β_r, α_{pd}, α_{pq}. Pe pagina următoare este reprodus un astfel de program iar rezultatele calculului sînt redate în Fig. 4-a, *b* și Fig 5.

4. Avînd aceste curbe trasate, cu α_x, β_r, α_{pd}, α_{pq} drept variabile, pentru un cuplu sincron dat se pot determina parametrii constructivi specifici (PCSR).

5. În continuare se evaluează factorul de putere și unghiul de sarcină.

6. Dacă este necesar se determină valoarea cuplului de pornire și eventual condițiile de stabilitate.

În proiectarea MESRV trebuie reținut faptul că mărirea performanțelor regimului staționar conduce la o micșorare a performanțelor dinamice.

În Fig. 4-a, b sînt redate curbele corespunzătoare rel. (5, 6, 7 și 25), pentru un motor cu poli proeminenți fără barieră de potențial.

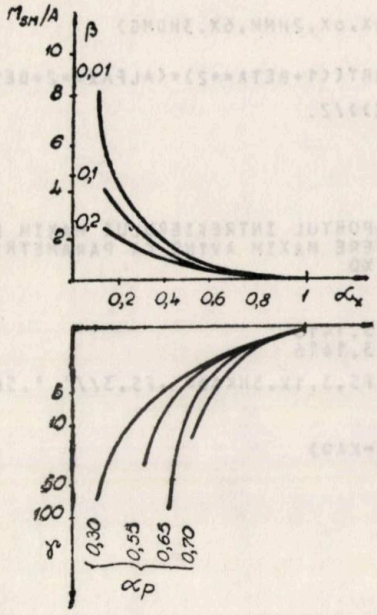


Fig. 4-a. Exemplu de variație a cuplului sincron maxim specific și a parametrului γ.

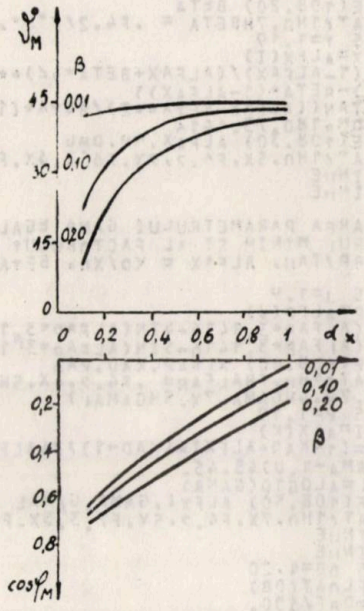


Fig. 4-b. Exemplu de variație a factorului de putere maxim și a unghiului de sarcină maxim.

Conform Fig. 4-a, b cuplul sincron maxim și factorul de putere maxim prezintă variații considerabile dependente de parametrii α_x și β_r, pentru valorile practice ale parametrului α_x ($\alpha_x = 0{,}2 \ldots 0{,}5$). În consecință se obține prima concluzie : valorile optime rezultă pentru un raport minim X_q/X_a și o densitate minimă a curentului statoric (β_r minim). Pentru o pornire în regimul de motor de inducție, cu colivie rotorică, și o limitare a inducției magnetice din jugul rotoric ($B_j \leqslant 1{,}8 \ldots 2$ T), valoarea maximă a întrefierului δ_M nu trebuie să depășească adîncimea unei crestături rotorice. Pentru MESRV de puteri sub 5 kW, cu $\delta_m = 0{,}3 \ldots 0{,}5$ mm, valoarea parametrului γ este limitată superior la 60—80.

Micșorarea exagerată a parametrului α_x conduce la o creștere a păturii de curent statorice, deci o solicitare termică mărită a mașinii.

```
C
C  PROGRAMUL DE CALCUL AL PARAMETRILOR SPECIFICI AI MASINILOR SINCRONE CU
C  RELUCTANTA VARIABILA
C
C
C  DETERMINAREA VALORILOR CUPLULUI MAXIM SPECIFIC SI A UNGHIULUI DE SARCINA MAXIM
C  AVIND CA PARAMETRII ALFAX = XQ/XD SI BETAR = R/XD
C
      REAL KAD,KAQ,MM
      INTEGER DB
      DIMENSION ALFX(19),ALFP(9),ALX(19),AFX(19),ALF(5,6)
      READ(105,10) (ALFX(I),I=1,19),(ALFP(J),J=1,9),(ALX(K),K=1,19),(AFX
     /(L),L=1,19),((ALF(I,J),J=1,6),I=1,5)
   10 FORMAT(19F4.2/9F4.2/19F4.2/19F4.2/(6F10.2))
      WRITE(108,12) (ALFX(I),I=1,19),(ALFP(J),J=1,9),(ALX(K),K=1,19),(AF
     /X(L),L=1,19)
   12 FORMAT(19F4.2/9F4.2/19F4.2/19F4.2)
      DO 25 DB=1,20
      DBF=FLOAT(DB)
      BETA=DBF/100.
      WRITE(108,20) BETA
   20 FORMAT(1H0,7HBETA = ,F4.2//' ',5HALFAX,6X,2HMM,6X,3HDMG)
      DO 15 I=1,19
      ALFAX=ALFX(I)
      MM=((1-ALFAX)/(ALFAX+BETA**2)**2)*(SQRT((1+BETA**2)*(ALFAX**2+BETA
     /**2))-BETA*(1-ALFAX))
      DM=ATAN((ALFAX-BETA**2)/BETA*(1+ALFAX))/2.
      DMG=DM*180./3.1416
      WRITE(108,30) ALFAX,MM,DMG
   30 FORMAT(1H0,5X,F6.2,2X,F6.2,5X,F6.2)
   15 CONTINUE
   25 CONTINUE
C
C  DETERMINAREA PARAMETRULUI GAMA EGAL CU RAPORTUL INTREFIERULUI MAXIM PE
C  INTREFIERUL MINIM SI AL FACTORULUI DE PUTERE MAXIM AVIND CA PARAMETRII
C  ALFAP = BP/TAU, ALFAX = XQ/XD, BETAR = R/XD
C
      DO 35 J=1,9
      ALFAP=ALFP(J)
      KAD=(ALFAP*3.1416+SIN(ALFAP*3.1416))/3.1416
      KAQ=(ALFAP*3.1416-SIN(ALFAP*3.1416))/3.1416
      WRITE(108,40) ALFAP,KAD,KAQ
   40 FORMAT(1H0,7HALFAP= ,F4.2,4X,5HKAD= ,F5.3,1X,5HKAQ= ,F5.3//' ',5HA
     /LFAX,7X,4HGAMA,7X,5HGAMAL)
      DO 45 K=1,19
      ALFXI=ALX(K)
      GAMA=(1-KAQ+ALFXI*(KAD-1))/(ALFXI*KAD-KAQ)
      IF(GAMA-1.0)45,45,
    1 GAMAL=ALOG10(GAMA)
      WRITE(108,50) ALFXI,GAMA,GAMAL
   50 FORMAT(1H0,7X,F4.2,5X,F7.3,5X,F5.3)
   45 CONTINUE
   35 CONTINUE
      DO 55 DB=1,20
      DBF=FLOAT(DB)
      BETA=DBF/100.
      WRITE(108,60) BETA
   60 FORMAT(1H0,7HBETA = ,F4.2//' ',5HALFAX,6X,5HCOSFM)
      DO 65 L=1,19
      ALFAX=AFX(L)
      COSFM=((1-ALFAX)/2+BETA)/SQRT(((1-ALFAX)/2+BETA)**2+((1+ALFAX)/2+B
     /ETA/2)**2)
      WRITE(108,70) ALFAX,COSFM
   70 FORMAT(5X,F4.2,7X,F5.3)
   65 CONTINUE
   55 CONTINUE
C
C  DETERMINAREA VALORILOR PARAMETRULUI ALFAPQ SI ALFAPD IN FUNCTIE DE VALORILE
C  PARAMETRULUI ALFAX, PENTRU UN ROTOR CU BARIERA DE FLUX MAGNETIC
C
      REAL KDD,KQD,KDQ,KQQ
      DIMENSION ALFAX2(5)
      DO 75 I=1,5
      ALFA=ALF(I,1)
      KDD=(ALFA*3.1416+SIN(ALFA*3.1416))/3.1416
      KQD=(ALFA*3.1416-SIN(ALFA*3.1416))/3.1416
      WRITE(108,21)(ALF(I,J),J=1,6)
   21 FORMAT(1H0,8HALFAP = ,F5.2,2X,6HALFQ = ,F5.2,4(3X,F5.2))
      DO 85 J=2,6
      ALFJ=ALF(I,J)
      KDQ=(ALFJ*3.1416+SIN(ALFJ*3.1416))/3.1416
      KQQ=(ALFJ*3.1416-SIN(ALFJ*3.1416))/3.1416
      DR=(0.4/(10**3))/(0.075*(COS(ALFJ*1.57)-COS((1-ALFA)*1.57)))
      SU=(1.2737*((SIN(1.57*ALFJ))**2)/(DR*SIN(3.1416*ALFJ)+1.57*ALFJ)
      ALFAX2(J-1)=(KQD+KDQ-SU)/(KDD+KQQ)
   85 CONTINUE
      WRITE(108,31) ALFAX2
   31 FORMAT(1H0,15X,6HALFAX=,F5.2,4(3X,F5.2))
   75 CONTINUE
      STOP
      END
```

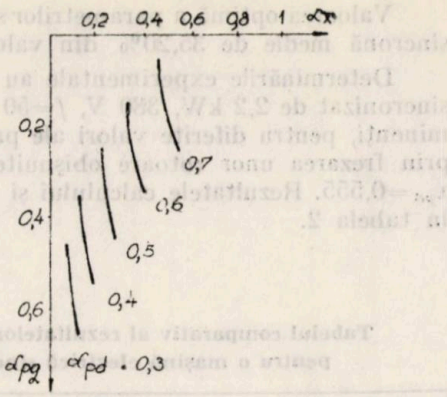


Fig. 5. Exemplu de variaţie a parametrilor constructivi specifici la un rotor cu barieră de flux magnetic.

În Fig. 5 sînt reproduse interdependenţa parametrilor în cazul unui rotor cu barieră magnetică, avînd $R_2=75$ mm şi $\delta_m=0{,}4$ mm.

4. Testarea experimentală şi exemplul de proiectare. Consideraţiile expuse anterior au fost aplicate unor serii standard de maşini asincrone de mică putere, a căror performanţe au fost evaluate în regim sincron, avînd rotoarele cu poli proeminenţi, pentru diferiţi parametrii. Rezultatele calculului sînt redate în tab. 1.

Tabelul 1

Calculul performanţelor a patru maşini electrice sincrone cu reluctanţă variabilă, avînd rotoarele cu poli proeminenţi

P_a [kw]	ν	$\left(\frac{P_{SM}}{P_a}100\right)\%$	ϑ_M°	$\cos\varphi_M$ $\vartheta=\vartheta_M$	α_z	β_r
$\alpha_{pd}=0{,}6$ $\delta_m=0{,}25$ 2,2	10	30,90	43,24	0 399	0,413	0,018
	17,5	34,54	43,13	0,419	0,382	0,018
	25	36,54	43,14	0 433	0,370	0,018
	32,5	38,27	43,07	0,438	0,364	0,018
	40	40,00	43,04	0,442	0,358	0,018
$\alpha_{pd}=0{,}6$ $\delta_m=0{,}25$ 3	10	24,89	43,85	0,392	0,416	0,013
	17,5	26,54	43,69	0,410	0,401	0,013
	25	30,44	43,62	0,426	0,373	0,013
	32,5	31 436	43,60	0 452	0,365	0,013
	40	31,60	43,59	0,437	0,361	0,013
$\alpha_{pd}=0{,}6$ $\delta_m=0{,}3$ 4	10	28,50	43,73	0,394	0,413	0,013
	17,5	34,50	43,65	0,418	0,383	0,013
	25	36,31	43,62	0,428	0,371	0,013
	32,5	37,37	43,60	0,432	0,364	0,013
	40	38,03	43,59	0,437	0,360	0,013
$\alpha_{pd}=0{,}6$ $\delta_m=0{,}3$ 5,5	10	23,45	44,05	0,376	0,433	0,010
	17,5	26,67	44,50	0,402	0,403	0,010
	25	28,07	43,98	0,414	0,391	0,010
	32.5	28,87	43,96	0,415	0,384	0,010
	40	31,20	43,93	0,428	0,367	0,010

Valoarea optimă a parametrilor s-a obținut pentru $\gamma=40$, obținînd o putere sincronă medie de 35,20% din valoarea puterii mașinii asincrone (P_{SM}/P_a).

Determinările experimentale au fost efectuate pentru un motor asincron sincronizat de 2,2 kW, 380 V, $f=50$ Hz, $p=1$, cu patru rotoare cu poli proeminenți, pentru diferite valori ale parametrului γ. Rotoarele au fost realizate prin frezarea unor rotoare obișnuite. Întrefierul minim este de 0,3 mm și $\alpha_{pd}=0{,}555$. Rezultatele calculului și a determinărilor experimentate este redat în tabela 2.

Tabela 2

Tabelul comparativ al rezultatelor calculate și determinate experimental, pentru o mașină electrică sincronă de 380 V, 3 000 rpm, $\alpha_{pd}=0{,}555$

Parametrii / $\gamma=\delta_M/\delta_m$		10	17,60	25	32
$\left(\frac{P_{sM}}{P_a}100\right)$ %	Calculat	37,95	43,97	49,38	50,97
	Măsurat	35,45	45,90	63,87	66,63
X_d [Ω]	Calculat	137,39	136,57	136,31	135,96
	Măsurat	155,10	150,15	143,20	124,37
Xq [Ω]	Calculat	51,18	46 16	44,16	43,09
	Măsurat	58,00	55,10	41,20	39,15
$\cos\varphi_M$ $\vartheta=\iota_M$	Calculat	0,437	0,458	0,470	0,473
	Măsurat	0,40	0,44	0,50	-0,46
α_x	Calculat	0,372	0,338	0,324	0,317
	Măsurat	0,374	0,366	0,287	0,314
β_r	Calculat	0,018	0,018	0,018	0,018
	Măsurat	0,016	0,016	0,017	0,019

Pentru valorile lui γ egale cu 25 și 32, s-au obținut valori mai mari ale puterii sincrone decît cele calculate, dar la un curent statoric mai mare decît cel nominal. Aceasta impune o micșorare a puterii utile și deci o apropiere de valorile calculate, încadrîndu-ne în limitele solicitării termice ale mașinii.

5. **Concluzii.** În lucrare se dau elementele necesare proiectării unor mașini electrice sincrone cu reluctanță variabilă de mică putere, utilizînd metoda variației parametrilor specifici, care permite aprecierea configurației optime a rotorului.

După o testare experimentală și un calcul de proiectare, se estimează că valoarea raportului $\gamma=\delta_M/\delta_m$ se poate alege pînă la limita 60—80.

Micșorarea exagerată a parametrului $\alpha_x=X_q/X_d$ conduce la o solicitare termică mărită a statorului.

Prezența în rotor a unei colivii de pornire mărește performanțele la pornire și de stabilitate. Notăm de asemenea necesitatea unei colivoii rotorice în

regimul de mașină electrică cu comutație statică, în vederea îmbunătățirii performanțelor la comutație.

Datorită performanțelor MESRV cu poli proeminenți, fără bariere magnetice, de o mare simplitate și robustețe, într-o posibilă combinație cu convertoare statice de frecvență, aceste tipuri se pretează a fi utilizate în acționările electromecanice care necesită reglarea turației.

În prezent se continuă experimentările MESRV în regim de mașină electrică cu comutație statică, alimentate de la cicloinvertoare cu elemente semiconductoare.

BIBLIOGRAFIE

[1] A t a n a s i u G h., *Considerații noi privind analiza caracteristicilor mașinilor electrice înglobate într-o schemă de reglare automată*, Electrotehnica, Electronica, Automatica 25 (1977), nr. 5, p. 210–214.

[2] S a n d M a r c e l, *Mașini electrice speciale*, Ed. didactică și pedagogică, București, 1963, p. 465.

[3] V. B. H o n s i n g e r, *Steady-State Performance of Reluctance Machine*, IEEE Transaction, PAS 90, nr. 1, pp. 305–317, 1971.

[4] B r i a n J. C h a l m e r s and A. S. M u l k i, *Design and Performance of Reluctance Motors with Unlaminated Rotors*, IEEE Transaction, PAS-1, nr. 4, p. 1 562–1 568, 1962.

CONSIDERATIONS ABOUT THE SPECIFICS PARAMETERS IN THE DESIGNING OF THE RELUCTANCE SYNCHRONOUS MOTORS

ABSTRACT

In order to achieve an optimal efficiency in the designing of the reluctance synchronous motors, the determination of an optimal ratio beteewen the maximum and the minimum air gap, or the structure of flux barrier is necessary. In this paper there are given elements of design for the machine parameters which lead to the most favorable results. The specific parameters for the rotors are determined in order to obtain a maximum torque for a given configuration of the stator. The theoretical results have been experimentally checked.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) Fascicola 2—1979

CONSIDERAŢII PRIVIND REPREZENTAREA CONSUMATORULUI COMPLEX ÎN REGIMURILE DINAMICE ALE SISTEMELOR ELECTROENERGETICE

DE

O. CRIŞAN, B. LUŞTREA, ST. KILYENI, M. MOGA, FL. ŞURIANU

1. Aspecte generale.

Reprezentarea consumatorilor complecşi racordaţi în nodurile sistemului, prin caracteristicile lor dinamice, este de cea mai mare importanţă pentru modelar a corectă a regimurilor tranzitorii electrodinamice.

Din totalul consumatorilor, doar o parte şi anume cei de tipul maşini rotative (motoare sincrone şi asincrone) au la regim dinamic o comportare diferită faţă de regimul staţionar. Celelalte tipuri de consumatori, neavînd inerţie mecanică, vor răspunde practic instantaneu la modificările mărimilor la borne.

La determinarea comportării dinamice a consumatorilor rotativi, trebuie avute în vedere următoarele considerente :

— regimul dinamic urmînd a se studia pas cu pas, la intervale mici de timp, este necesar ca din punctul de vedere al sistemului să se cunoască puterea absorbită de consumatorii rotativi, la fiecare pas ;

— deoarece nu se cunosc caracteristicile electrice ale motorului echivalent, ci doar puterea absorbită de acesta la regimul normal, anterior perturbaţiei (pe baza ponderilor admise în consumul total) este necesar ca puterea absorbită la fiecare pas să se exprime în funcţie de puterea iniţială absorbită ;

— deoarece includerea în calcule a comportării maşinilor rotative la regimul dinamic, lungeşte foarte mult timpul de calcul ; avînd în vedere că motoarele sincrone au o pondere redusă din totalul maşinilor rotative ; că acestea au o comportare asemănătoare cu a motoarelor asincrone ; avînd în vedere că oricum există multe incertitudini referitor la compoziţia şi caracteristicile consumatorilor ; în cazul în care se vor lua în considerare caracteristicile dinamice ale sarcinii, puterea preluată de motoarele sincrone se va adăuga la cea a motoarelor asincrone, fiind tratate ca atare.

Se mai reţin următoarele aspecte /1/ :

— la sarcinile industriale ce conţin motoare asincrone, şi sincrone fenomenele tranzitorii determinate de căderea bruscă a tensiunii, au o durată de acelaşi ordin cu perturbaţia tensiunii ;

— simularea unei astfel de sarcini prin orice caracteristici statice, este departe de realitate ;

— parametrii esențiali care influențează comportarea consumatorilor în regim tranzitoriu sînt constanta de inerție și caracteristica putere-turație a motorului antrenat ;

— valoarea acestor parametri diferă într-o gamă foarte largă, mai ales datorită caracteristicilor mașinii antrenate ;

— la motoarele mari, se poate neglija dependența cuplului de turație, din cauza inerției mari a acestora ;

— rețeaua de legătură pînă la bornele motorului real are o influență semnificativă, care este greu de determinat.

În continuare se va prezenta o metodă simplă dar considerată satisfăcătoare, de reprezentare a părții rotative din consumatorul complex, în regimurile dinamice.

2. Caracteristicile dinamice ale motorului asincron.

2.1. Relațiile de calcul pentru puterea activă.

Caracteristica de putere activă a motorului asincron este dată de relația (fig. 1) :

$$P = \frac{U^2}{X} \cdot \frac{1}{\frac{a}{a_{cr}} + \frac{a_{cr}}{a}} = \frac{U^2}{X} \cdot \frac{a_{cr} \cdot a}{a^2 + a_{cr}^2} . \qquad (1)$$

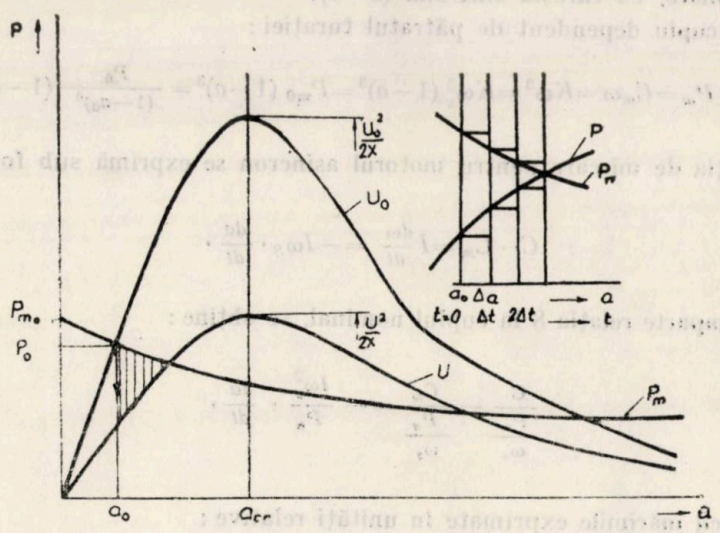


Fig. 1. Comportarea dinamică a motorului asicron.

Dacă se consideră că înainte de perturbație tensiunea la bornele consumatorului a fost U_0, și alunecarea a_0, puterea de la regim normal se obține :

$$P_0 = \frac{U_0^2}{X} \cdot \frac{a_{cr} \cdot a_0}{a_0^2 + a_{cr}^2} \qquad (2)$$

la o altă tensiune și altă alunecare, puterea devine:

$$P=\frac{U^2}{X}\cdot\frac{a_{cr}\cdot a}{a^2+a_{cr}^2}. \tag{3}$$

Raportînd cele două relații, se obține:

$$P=P_0\cdot\frac{U^2}{U_0^2}\cdot\frac{a\,(a_0^2+a_{cr}^2)}{a_0\,(a^2+a_{cr}^2)}=P_0\,\frac{U^2}{U_0^2}\cdot\frac{a_0^2+a_{cr}^2}{a_0}\,\frac{a}{a^2+a_{cr}^2} \tag{4}$$

În momentul inițial al perturbației, deoarece $a=a_0$:

$$P=P_0\,\frac{U^2}{U_0^2}. \tag{5}$$

Pentru mașina antrenată, puterea se exprimă sub forma: $P_m=C_m\omega$, care în funcție de dependența cuplului mecanic cu turația, rezultă:

— la cuplul constant:

$$P_m=C_m\cdot\omega=C_m\cdot\omega_s\,(1-a)=P_{m0}\,(1-a)=\frac{P_0}{1-a_0}\,(1-a) \tag{6}$$

unde $P_0/(1-a_0)$ reprezintă puterea preluată de mașina antrenată în punctul de funcționare, cu turația sincronă ($a=0$).

— la cuplu dependent de pătratul turației:

$$P_m=C_m\omega=K\omega^3=K\omega_s^3\,(1-a)^3=P_{m0}\,(1-a)^3=\frac{P_0}{(1-a_0)^3}\,(1-a)^3 \tag{7}$$

Ecuația de mișcare pentru motorul asincron se exprimă sub forma:

$$C-C_m=I\frac{d\omega}{dt}=-I\omega_S\cdot\frac{da}{dt}. \tag{8}$$

Dacă se împarte relația 8 la cuplul nominal, se obține:

$$\frac{C}{\frac{P_n}{\omega_s}}-\frac{C_m}{\frac{P_n}{\omega_s}}=-\frac{I\omega_s^2}{P_n}\cdot\frac{da}{dt}, \tag{9}$$

respectiv cu mărimile exprimate în unități relative:

$$C_r-C_{mr}=-T\cdot\frac{da}{dt} \tag{10}$$

Relația în unități relative este valabilă și pentru puteri:

$$P_r-P_{mr}=-T\cdot\frac{da}{dt} \tag{11}$$

unde T este constanta de timp electromecanică a celor două rotoare. Dacă se exprimă și timpul în unități relative, se obține :

$$P_r - P_{mr} = \Delta P_r = -(T \cdot \omega_S) \cdot \frac{da}{dt_r} \qquad (12)$$

După [1], T este cuprins între (0,03 ... 0,32 ... 1,25) s.

2.2. Considerarea în calcule a modificării puterii active a motorului asincron.

La tensiunea la borne inițială se cunoaște puterea P_0, absorbită de motorul asincron, la regimul normal.

Deoarece nu au o importanță esențială, valorile reale ale alunecărilor a_0 și a_{cr} ci doar modificarea puterii cu modificarea alunecării, se vor lua valori arbitrare pentru a_{cr} și a_0. Poziția lor relativă, va indica încărcarea motorului asincron față de puterea sa maximă. Ca urmare, se va considera pentru $a_{cr} = 0,1$ iar pentru a_0, valori cuprinse în limitele : $a_0 = (0,01 \ldots 0,1)$. Valorile mici pentru a_0 vor indica o rezervă mare în funcționarea motorului asincron, iar o valoare mare, o rezervă mică.

Se observă din relațiile (4), (6), (7), că pentru a_0 și tensiunea inițială U_0, rezultă $P = P_0$, $P_m = P_0$.

— la producerea unei perturbații, tensiunea se modifică brusc la o nouă valoare U, ce rezultă din circulația de putere, cu perturbația prezentă și $P_{motor\ as} = P_0$;

— cu noua tensiune se determină puterea absorbită de motorul asincron (rel. 5) în primul moment :

$$P = P_0 \frac{U^3}{U_0^2} ;$$

— se recalculează circulația de putere cu noua putere a motorului asincron, obținîndu-se o nouă tensiune U la borne (care va fi mai mare decît cea determinată anterior) ș.a.m.d.

— procesul iterativ se continuă pînă se obține concordanța dintre puterea activă și tensiune.

Pentru a evita neconvergența soluției sau o convergență lentă se va înlocui motorul asincron cu o conductanță constantă, determinată din tensiunea și puterea inițială ($P_0 = GU_0^2$), conductanță care se include în rețea, determinîndu-se tensiunea cu puterea în nod zero ;

— cu ajutorul relației (11) se determină modificarea alunecării :

$$\Delta a = -\frac{P - P_0}{T} \cdot \Delta t \qquad (13)$$

— din relația (4) se determină noua putere electrică absorbită de motorul asincron, după timpul Δt, care se introduce în circulația de putere și se determină noua tensiune U ;

— cu noua tensiune U și cu noua alunecare $a = a_0 + \Delta a$, se determină P și P_m (rel. 4, 6 și 7), calculîndu-se noua valoare a alunecării : $a = a + \Delta a$;

— se calculează noua putere electrică și circulația de putere etc.

2.4. Relațiile de calcul pentru puterea reactivă.

Puterea reactivă absorbită de motorul asincron, determinată pentru fiecare valoare a alunecării, și presupunînd că elementul transversal preia 0,7 iar cel longitudinal 0,3 din puterea reactivă la regim normal, se obține :

— pentru elementul transversal :

$$Q_m = \frac{0{,}7 \cdot Q_0 \cdot U_r^2}{f_r} \tag{14}$$

— pentru elementul longitudinal :

$$Q_x = 0{,}3 \cdot Q_0 \cdot \frac{P}{P_0} \cdot \frac{a}{a_0} \cdot f_r. \tag{15}$$

unde : Q_0 se determină la tensiunea inițială U_0.

În primul moment după perturbație, deoarece $a = a_0$ și $f_r = 1$, rezultă :

$$Q_m = 0{,}7 \cdot Q_0 \cdot \left(\frac{U}{U_0}\right)^2; \quad Q_x = 0{,}3 Q_0 \cdot \left(\frac{U}{U_0}\right)^2. \tag{16}$$

și deci :

$$Q = Q_m + Q_x = Q_0 \left(\frac{U}{U_0}\right)^2$$

Deci și puterea reactivă se modifică cu pătratul tensiunii, putînd fi introdusă pentru prima iterație prin susceptanță constantă, iar în continuare prin relațiile (14) și (15).

3. Moduri de considerare a consumatorilor în calculul regimurilor staționare și tranzitorii.

Avînd în vedere cele menționate mai sus, cît și formele clasice de reprezentare a consumatorilor la calculul regimurilor normale și tranzitorii se pot avea în vedere următoarele forme de reprezentare a consumatorilor :

— reprezentarea prin P și Q constant, atît în regimurile normale cît și în cele tranzitorii. Se va avea în vedere faptul că această reprezentare impune condiții foarte grele, dacă nu imposibile, pentru regimurile tranzitorii și nodurile apropiate de nodul perturbat. Pentru aceste noduri se va introduce consumul prin impedanță (admitanță) constantă. La această reprezentare rețeaua nu va include parametrii consumatorilor. De asemenea ea nu ține cont de comportarea reală a consumului în regim staționar și dinamic ;

— reprezentarea prin parametru constant, atît la regimul staționar cît și la cel tranzitoriu. În acest caz, parametrii consumatorilor se includ în rețea. Această reprezentare nu ține cont de comportarea dinamică a consumatorului, iar în regim staționar introduce erori relativ mari pentru consumul activ ;

— reprezentarea atît la regim staționar cît și la regim tranzitoriu prin caracteristici statice. În acest caz consumatorul se include corect la regimul staționar și parțial corect la regimul dinamic ;

— reprezentarea la regim staționar prin P și Q constant iar la regim tranzitoriu prin considerarea caracteristicilor dinamice ale sarcinii, așa cum s-a prezentat în paragraful 2. În acest caz, la regimurile tranzitorii, elementele de tip impedanță se pot include în rețea, modificîndu-se doar puterea în nod, dată de motoarele asincrone și sincrone :

— o variantă a cazului precedent se va considera separarea încă la regimul staționar a consumului în cele 2 componente principale : de tip impedanță și de tip mașini rotative. Componentele de tip impedanță se vor include în rețea, rămînînd neschimbate, atît la regimul staționar cît și la cel tranzitoriu. Componentele de tip mașini rotative se vor introduce în nod prin puterea corespunzătoare la regimul staționar și tranzitoriu. Aceasta este reprezentarea cea mai apropiată de realitate.

La precizările amintite se adaugă că în toate cazurile, indiferent de modul de reprezentare a consumatorului complex, calculul va fi precedat de circulația de putere pentru regimul normal, cu puterile impuse. În continuare se vor calcula parametrii staționari ai consumatorilor din puterile impuse și tensiunea rezultată din circulația de puteri ; drept rezultat, la regimul normal, indiferent de modul de reprezentare, se vor regăsi puterile impuse, de la care, se continuă calculul regimului tranzitoriu.

Analiza concretă a regimurilor ce urmează a se studia, experiența ce se va cîștiga pe parcurs, posibilitățile și problemele ce le va impune utilizarea calculatorului, vor hotărî, care din variantele de reprezentare menționate urmează a se utiliza în final.

4. **Concluzii.** Modelarea componentelor rotative ale consumatorului complex, în condițiile necunoașterii componenților individuali cu acest caracter, printr-un motor asincron echivalent, admițînd pentru acesta în mod semiarbitrar caracteristicile punctului inițial de funcționare, reprezintă o metodă simplă dar satisfăcătoare de includere a acestor consumatori în regimurile dinamice ale sistemelor electroenergetice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Iliceto F., Capasso, A., Dynamic equivalents of asynchronous motor loads in the system stability studies, IEEE Transactions on PAS, Nr. 5, 1974, p (1 650—1 657).

CONSIDERATIONS CONCERNING COMPLEX LOAD REPRESENTATION IN DYNAMIC CONDITIONS OF ELECTRIC POWER SYSTEMS

SUMMARY

The work presents a simple but efficient method of representing the induction part of the complex load in the transient of electric power systems including the procedure of taking it into consideration in the iterative process.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 2—1979

CONSIDERAŢII PRIVIND DETERMINAREA CARACTERISTICILOR STATICE ALE CONSUMATORILOR COMPLECŞI DIN CADRUL SISTEMELOR ELECTROENERGETICE

DE
O. CRIŞAN, B. LUŞTREA, ST. KILYENI, M. MOGA, FL. ŞURIANU

1. Aspecte generale.

Forma clasică de reprezentare a consumatorilor în calculul regimurilor sistemelor electroenergetice este prin parametru (impedanţă, admitanţă) constant, conectat transversal în nod, parametru care se determină din mărimile nominale de consum. Conform acestei reprezentări, puterea consumată, atît activă cît şi reactivă, se modifică cu patratul tensiunii de la borne, fiind independentă de variaţiile de frecvenţă.

Reprezentarea prin parametru constant are marele avantaj că se poate include consumatorul în matricea de sistem, simplificîndu-se foarte mult calculele de regimuri. Dezavantajul acestei reprezentări este că ea nu modelează corect comportarea consumatorului, determinînd erori însemnate în rezultatele de calcul.

Caracteristicile sistemelor moderne impun considerarea cu mai multă fidelitate a caracteristicilor statice şi dinamice ale sarcinii, ceea ce justifică preocupările tot mai intense în clarificarea şi rezolvarea acestei probleme [1], [2], [3], [4], [5], [6].

Astfel se constată că există o tendinţă de creştere a efectului regulator al sarcinii [2]. Calculele efectuate la un sistem de 400 kV au arătat că se obţin limite de stabilitate statică cu 25% mai mari în cazul reprezentării consumatorului prin impedanţă constantă faţă de cazul reprezentării acestuia prin caracteristicile reale [7].

Reprezentarea consumatorului prin caracteristici statice este importantă în special în regimurile grele ale sistemului, cum sînt regimurile post avarie [2].

Trebuie subliniat faptul că utilizarea caracteristicilor statice nu este o problemă simplă, de pe o parte deoarece ea complică relativ mult calculele de regimuri, iar pe de altă parte aceste caracteristici nu se cunosc suficient de exact.

Caracteristicile statice ale consumatorilor complecşi, depind de un număr mare de factori cum ar fi: perioada din zi, anotimpul, combinaţia de consumuri individuale etc. Consumatorul complex are în compoziţia sa un număr mare de consumatori individuali a căror caracteristici şi compoziţie se cunosc doar cu aproximaţie. De asemenea reprezentarea fidelă a comportării în regimuri statice şi dinamice a diverselor tipuri de consumatori, duce la modele foarte complicate, ce nu se justifică întotdeauna a fi utilizate faţă de avantajele ce se obţin, mai ales avînd în vedere faptul că, compoziţia consumului se modi-

fică permanent. Din acest motiv este dificil de a determina cu exactitate forma acestor caracteristici [6], [7], [8]. Trebuie reținut de aici că utilizarea caracteristicilor de consum permite o reprezentare mai apropiată de comportarea reală a consumatorului, luînd în considerare în mai mare măsură, calitativ, intervenția consumului la modificările de regim, avînd totuși în mare măsură o valoare orientativă.

2. Date sintetice privind modul de reprezentare a consumatorilor.

În scopul alegerii modului de reprezentare a consumatorului complex cît și pentru a se forma o imagine asupra rezultatelor obținute în această direcție, au fost selectate din bibliografie date referitoare la caracteristicile consumatorilor ce au fost prezentate în tabelele 1—3.

Tabelul 1

Forme de exprimare a caracteristicilor consumatorilor.

Componenta / Sursa bibliograf.	P	Q	Comentarii
1	2	3	4
[2]	$P_r = K_1 + K_2 U_r + K_3 U_r^2$	$Q_r = K_4 + K_5 U_r + K_6 \cdot U_r^2$	Coeficienții se determină statistic cu metoda celor mai mici pătrate.
[4]	$P = K_p . U^a$ $a = 0,\ 5,\ 1,\ 2$	$Q = K_Q \cdot U^b$ $b = 1 \ldots 4$	—
[5]	$P = P_n\ (1 + K . \Delta f)$ $P = P_n [1 + (1 \ldots 3) . \Delta f]$	—	—
[6]	$P = \frac{dP}{dU}\Big\|_{\omega = cst} \cdot \Delta U + \frac{dP}{d\omega}\Big\|_{U = cst} . \Delta\omega .$	$Q = \frac{dQ}{dU}\Big\|_{\omega = cst} \cdot U + \frac{dQ}{d\omega}\Big\|_{U = cst} . \Delta\omega .$	—
[9]	$P_r = K_2 U_r$	$Q_r = K_3 + K_4 U_r^2$	—
	$P_r = K_1 . U_r^2$	$Q_r = K_2 U_r^2$	— efect de reglaj prea mare ; grosoiană la cons. asincron mare
	$P_r = \text{const.}$	$Q_r = \text{const}$	— pesimistă
	$P_r = n + m U_r$ $P_r = 0,5 + 0,5\ Z U_r$	$Q_r = K_1 + K_2 U_r^2 + \frac{K_3}{U_r^2}$ $Q_r = -0,51 + 1,29 U_r^2 + \frac{0,32}{U_r^2}$	La nod de 110 kV $Q_{minr} = (0,8444 - -0,726$ $U_{minr} = (0.785 - -0,725)$

Tabelul 1 (continuare)

1	2	3	4
[10]	$P=P_n\,(1+K_p.\Delta f)\,(p_p+$ $+p_c U_r^{N_1}+p_z.U_r^2)$	$Q=Q_n\,(1+K_Q.\Delta f)\,(q_p+$ $+q_c.U_r^{N_2}+q_z U_r^2)$	K_p. K_q — caracter de frecv. a sarcinii p_p, q_p — ponderea în consum a compon. de putere const. p_c, q_c — ponderea în consum a compon. ce var. cu N_1 N_2 p_z, q_z — ponderea în consum a compon. de imped.
	$P=P_n.(1+0{,}04.\Delta f)(0{,}2+$ $+0{,}3U_r+0{,}5.U_r^2)$ $P=P_n=\text{const}$	$Q=Q_n\,(0{,}2+0{,}3.U_r+$ $+0{,}5.U_r^2)$ $Q=Q_n=\text{const}$	
	$P=P_n.U^{pU}.\omega^{p\omega}$ $P=P_n.U^{(1-2)}.\omega(0{,}2..0{,}4)$	$Q=Q_n.U^{qU}.\omega^{q\omega}$ $Q=Q_n.U^{(2-4)}.\omega(-2{,}5..0{,}4)$	—
[11]	$P=K_1.U^2$	$Q=K_2U^2$	—

Se vede și din datele trecute în cele 3 tabele, că există mare diversitate în reprezentarea caracteristicilor de consum.

Caracteristicile ce se vor aborda în continuare, se vor confrunta ca ordin de mărime al coeficienților și moduri de reprezentare cu cele menționate în tabelele 1—3, care se consideră că au fost verificate în măsură mai mare sau mai mică, în practică.

3. Caracteristicile statice de putere ale consumatorilor.

Se vor lua în considerare următoarele componente ale consumatorului complex: motoare asincrone, motoare sincrone, cuptoare+redresoare, iluminat+consum casnic, pierderi de putere (a se vedea și tabelul 3).

Valori ale efectului de reglaj

Componenta / Sursa bibliograf.	$\frac{\partial P}{\partial U}$	$\frac{\partial Q}{\partial U}$	$\frac{\partial P}{\partial f}$	$\frac{\partial Q}{\partial f}$	$\frac{\Delta U}{\Delta f}$	Comentarii
1	2	3	4	5	6	7
[1]	1,23	2,78	—	—	—	În punctul $U_r=1$; Nod din Moscova cu consum de 7,1 MW
[5]	—	—	(1 3	—	—	coeficientul de amortizare al sarciniii $= \frac{(0{,}16 \ldots 0{,}5)\%}{0{,}1\ \text{Hz}} = (1{,}6 \ldots \ldots 5)\%/\text{Hz}$ $\frac{\Delta f}{\Delta P_{cons}} = \frac{(0{,}05 \ldots 0{,}01)\ \text{Hz}}{(0{,}02 \ldots 0{,}04)\ \%}$, la nivel de sistem
[6]	1.6	0,0	—	—	—	lămpi cu incandescenţă
	2,3	4,6	—	—	—	— cuptoare cu arc
	1,2	0,0	—		—	— redresoare
	—0,06 —0,13	0,51 1,64	— —	—	— —	$P=1.u.r$ Cuplul mec. $P=0{,}5\ U.r$ $C_m=K/n$ Motoare asincr.
	0,0 0	0,53 1 65	—	—	—	$P=1\ u.r$ $P=0{,}5\ u.r$ $C_m=K$
	0,05 0,13	0,55 1,66	—	—	—	$P=1\ u.r$ $P=0{,}5\ u.f$ $C_m=K.n$
	0,11 0,25	0,62 2,5	— —	— —	— —	$P=1\ u.r$ $P=0{,}5\ u.r$ $C_m=K.n^2$
	1,2	2,5	—	—	—	Consumator tip I
	0,67	1,14	—	—	—	Consumator tip II : $\beta=2$
	1,02	0,9	—	—	—	Consumator tip III
	1,44	3,3	—	—	—	Consumator tip IV
	0,42/ 0,63	3,63/ 4,59	—	—	—	combinaţie consum rezidenţial +comercial. Iarna ziua-noaptea
[7]	—	—	—	—	17,9.. ...69	— la perturbaţii mici
					35... ...34	— la perturbaţii mari
	0,5... ...1,3	1... ...1,9	—	—	—	—
	1,3	1,75	—	—	—	—
	0,5... ..0,75	1,5... ..1,75	—	—	—	—

Tabel 2 (continuare)

1	2	3	4	5	6	7
[8]	1,5 ... ...1,7 1,5 1,6	2,2 ... ...2,6 2,4 3,0	—	—	—	vîrf seară gol noapte — orașe mari
	0,6 ... 0,75 0,6 0,7	1,8 ... ...2,3 1,8 2,7	—	—	—	vîrf seară gol noapte — uzine chimice
	0,6 ... 0,65 0,6 ... 0,65	1,8 ... ...2,3 1,8 2,7	—	—	—	vîrf seară gol noapte — uzine constr. de mașini
	0,8 ... ...1,1 0,8 1	1,5 ... ...2,2 1,7 2,3	—	—	—	vîrf seară gol noapte — nod de 60 kV
[12]	0,6	1,6	—	—	—	La nod de 110 kV
[13]	(0,6 ...2)	—	(1,5 ...2,5	—(1 ...1,5	—	Pe ansamblul sistemului
[14]	—	—	(1 ... ...3)	—	—	Pe ansamblul sistemului

Tabelul 3

Date privind structurile admise pentru consumatorul complex

Sursa bibliografică / Tipul consumatorului (%)	[6]				[9]	[12]	[13] + [15] + [16]			
	Tip I	Tip II	Tip III	Tip IV			Tip I	Tip II	Tip III	Tip IV
motoare asincrone	10	60	20	20	50	50	30	50	50	70
motoare sincrone	—	—	—	—	8	9	10	10	10	10
cuptoare + redresoare	25 —	15 5	10 40	50 —	11	11	35	10	20	5
iluminat + casnic	65	20	30	30	22	22	15	20	10	10
pierderi	—	—	—	—	9	9	10	10	10	5
T o t a l :	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%
Observații	Sarcină rezidențială	sarcină industrială								

Se va determina expresia puterii active și reactive absorbite de fiecare tip de consumator, în regim staționar, în funcție de valoarea tensiunii și frecvenței la bornele sale.

3.1. Motoare asincrone.

Admițînd pentru motorul asincron echivalent (din consumatorul complex) schema echivalentă ca în fig. 1, expresia puterii active absorbite, rezultă :

$$P = \frac{U^2}{X} \cdot \frac{1}{\frac{a}{a_{cr}} + \frac{a_{cr}}{a}} \tag{1}$$

unde alunecarea critică este egală cu :

$$a_{cr} = \frac{R}{X} \tag{2}$$

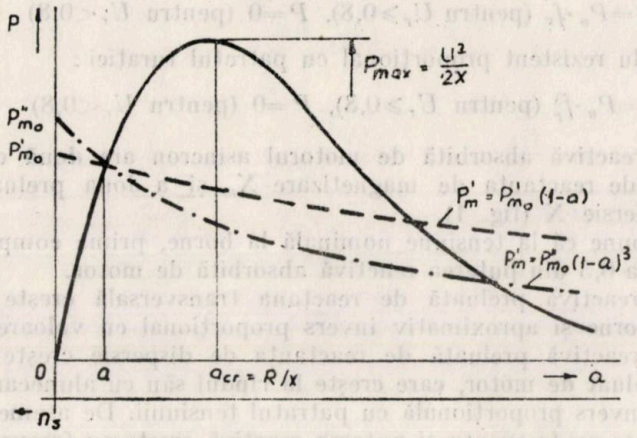


Fig. 1. Schema echivalentă pentru motorul asincron.

Relația 1 este reprezentată în figura 2. În figura 2 se reprezintă și caracteristica motorului antrenat, presupunînd la acesta două cazuri : cuplul constant și cuplul dependent de patratul turației :

$$C'_m = \text{const}, \tag{3'}$$

$$C''_m = K\omega^2 = K\omega_s^2 (1-a)^2$$

Rezultă puterile corespunzătoare :

$$P'_m = C'_m \cdot \omega = C'_m \cdot \omega_s (1-a) = P'_{m0} \cdot (1-a) = P'_{m0} \cdot \frac{\omega}{\omega_s}, \tag{3}$$

$$P''_m = C''_m \cdot \omega = C''_m \cdot \omega_s (1-a) = P''_{m0} (1-a)^3 = P''_{m0} \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^3 \tag{4}$$

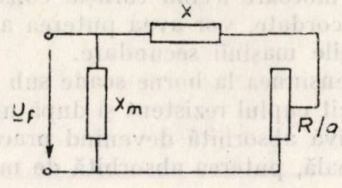


Fig. 2. Caracteristica statică de putere activă a motorului asincron.

Deoarece în regim staționar, puterea activă absorbită de motorul asincron este egală practic cu puterea preluată de mașina antrenată, rezultă că puterea activă este proporțională cu frecvența, respectiv cu puterea a $3-a$ a frecvenței.

Dacă tensiunea se micșorează sub o anumită valoare critică, cuplul activ devine mai mic decît cuplul rezistent și după trecerea unui regim tranzitoriu, motorul se oprește, puterea activă absorbită fiind practic egală cu zero.

Dacă se consideră că la regim normal de funcționare, avînd tensiunea nominală la borne, puterea absorbită de motorul asincron este jumătate din puterea maximă, tensiunea critică rezultă egală aproximativ cu $0{,}7 \cdot U_n$. Deoarece pînă la bornele motoarelor propriu-zise se interpune reactanța rețelei se va considera la bornele motorului echivalent tensiunea critică ca fiind egală cu $0{,}8\ U_n$.

Cu aceste precizări caracteristicile statice de putere activă ale motorului asincron echivalent devin (tensiunea și frecvența se introduc în unități relative) :

— la cuplu rezistent constant :

$$P = P_n \cdot f_r \text{ (pentru } U_r \geqslant 0{,}8),\ P = 0 \text{ (pentru } U_r < 0{,}8) \tag{5'}$$

— la cuplu rezistent proporțional cu patratul turației :

$$P = P_n \cdot f_r^3 \text{ (pentru } U_r \geqslant 0{,}8),\ P = 0 \text{ (pentru } U_r < 0{,}8) \tag{5''}$$

Puterea reactivă absorbită de motorul asincron are două componente : una preluată de reactanța de magnetizare X_m și a doua preluată de reactanța de dispersie X (fig. 1).

Se presupune că la tensiune nominală la borne, prima componentă preia 0,7, iar a doua 0,3 din puterea reactivă absorbită de motor.

Puterea reactivă preluată de reactana transversală crește cu patratul tensiunii la borne și aproximativ invers proporțional cu valoarea frecvenței.

Puterea reactivă preluată de reactanța de dispersie crește cu valoarea curentului preluat de motor, care crește la rîndul său cu alunecarea, care este aproximativ invers proporțională cu patratul tensiunii. De asemenea deoarece reactanța crește cu frecvența și puterea reactivă crește cu frecvența.

Dacă motorul se oprește (la $U < U_{cr}$), acesta absoarbe o putere reactivă corespunzătoare regimului de scurtcircuit, care este aproximativ de (3—4) ori mai mare decît puterea reactivă la regim normal.

Cu aceste precizări, puterea reactivă absorbită de motorul asincron echivalent în regim staționar se va reprezenta sub forma :

$$Q = Q_n \left(\frac{0{,}7 \cdot U_r^2}{f_r} + \frac{0{,}3}{U_r^2} f_r \right) \text{ (pentru } U_r \geqslant 0{,}8) \tag{6}$$

și $Q = 3.5 . Q_n$, (pentru $U_r > 0{,}8$).

3.2. Motoare sincrone.

Aceste motoare avînd turația constantă, dată de frecvența la bornele la care sînt racordate, vor avea puterea activă absorbită, dependentă riguros de caracteristicile mașinii secundare.

Dacă tensiunea la borne scade sub o anumită valoare, cuplul activ devine mai mic decît cuplul rezistent și după un regim tranzitoriu, motorul se oprește, puterea activă absorbită devenind practic egală cu zero. Admițînd că la tensiune nominală, puterea absorbită de motorul sincron este jumătate din maxi-

maximul caracteristicii de putere activă, tensiunea critică rezultă egală cu 0,5 U_n. Ținînd cont și de reactanța rețelei, tensiunea critică la bornele consumatorului complex se va considera 0,6 U_n.

Cu aceste precizări, caracteristicile statice ale puterii active devin :

— la motor secundar cu cuplu constant :

$$P=P_n \cdot f_r \text{ (pentru } U_r \geqslant 0{,}6), \quad P=0, \quad \text{(pentru } U_r<0{,}6) \tag{7'}$$

— la motor secundar cu cuplu proporțional cu patratul turației :

$$P=P_n \cdot f_r^3 \text{ (pentru } U_r \geqslant 0{,}6), \quad P=0, \quad \text{(pentru } U_r<0{,}6) \tag{7}$$

Puterea reactivă consumată de motorul sincron se exprimă cu relația :

$$Q=\frac{U^2-U.U_g \cos \delta}{X}$$

Admițînd că $U_g \cos \delta=1$ și ținînd cont că odată cu creșterea frecvenței reactanța sincronă crește, puterea reactivă absorbită de motorul sincron se va exprima sub forma :

$$Q=Q_n \frac{U_r^2-U_r}{f_r} \tag{8}$$

3.3. **Cuptoare și redresoare.**

La acestea, caracteristicile statice se exprimă sub forma :

$$P=P_n \cdot U_r^2; \quad Q=Q_n \cdot U_r^2 \tag{9}$$

3.4. **Iluminat și consum casnic.**

La acestea, caracteristicile statice se exprimă sub forma :

$$P=P_n \cdot U_r^2; \quad Q_r=0 \tag{10}$$

3.5. **Pierderi de putere.**

Pierderile de putere în rețea, depind în mod contradictoriu de valoarea mărimilor variabile la borne, fiind funcție de compoziția consumatorului complex și configurația rețelei.

Admițînd o compoziție medie de consum, se vor admite pentru pierderi caracteristicile :

$$P=P_n \cdot f_r; \quad Q=Q_n \cdot U_r^2/f_r. \tag{11}$$

3.6. **Caracteristicile statice ale consumatorului complex. Structura consumatorului complex.**

În nodurile de consum, se cunoaște puterea totală absorbită și dacă se cunoaște și compoziția consumatorilor se pot determina caracteristicile statice rezultante.

Notîndu-se cu p, respectiv q, ponderile diferiților consumatori în consumul total, caracteristica statică rezultantă, se obține :

$$P=P_n\,(p_{as}\cdot P_{as}+p_s\cdot P_s+P_{cr}\cdot P_{cr}+p_{ic}\cdot P_{ic}+p_p\cdot P_p) \tag{12}$$

$$Q=Q_n\,(q_{as}\cdot Q_{as}+q_s\cdot Q_s+q_{cr}\cdot Q_{cr}+q_{ic}\cdot Q_{ic}+q_p\cdot Q_p) \tag{13}$$

Dacă se notează cu indicele 1 respectiv 2, ponderile aferente motoarelor sincrone și asincrone, ce antrenează cuplul constant respectiv proporțional cu patratul frecvenței, și avînd în vedere că $q_{ic}=0$, și $\sum q_i$ trebuie să fie egal cu 1, relațiile (12) și (13) devin :

$$P=P_n\,(p_{as1}\cdot P_{as1}+p_{as2}\cdot P_{as2}+p_{s1}\cdot P_{s1}+p_{s2}\cdot P_{s2}+p_{cr}\cdot P_{cr}+ +p_{ic}\cdot P_{ic}+p_p\cdot P_p) \tag{12'}$$

$$Q=\frac{Q_n}{q_{as}+q_s+q_{cr}+q_p}\,(q_{as}\cdot Q_{as}+q_s\cdot Q_s+q_{cr}\cdot Q_{cr}+q_p\cdot Q_p) \tag{13'}$$

Pentru a se putea obține caracteristicile statice mai este necesar să se stabilească ponderea diverselor componente de consum în consumul total.

Componentele presupuse au fost trecute în tabelul 4.

În tabelul 4 s-a mai presupus că pentru fiecare categorie de consum (cu excepția iluminatului și consumului casnic) raportul p/q este același.

Se menționează că după obținerea caracteristicilor statice, cu ponderile menționate în tabel și a efectelor de reglaj corespunzătoare, acestea se vor ajusta pentru a se aduce la forme mai simple și a se încadra în domeniile menționate în literatură și prezentate în tabelele 1 și 2.

Aplicîndu-se relațiile 12′ și 13′, ținînd cont de ponderile din tabelul 4 și de relațiile (3-11) se obțin expresiile caracteristicilor statice și ale efectelor de reglaj, pentru diverse tipuri de consum ca în tabelul 5.

În tabelul 6 se prezintă valorile puterilor și ale efectelor de reglaj, pentru diverse puncte de funcționare.

4. **Comentarea rezultatelor.**

Așa cum se observă din tabelul 5, s-au obținut pentru puteri și efectele lor de reglaj expresii de forma :

$$P_r=aU_r^2+b\cdot f_r+c\cdot f_r^3\,;\ \frac{\partial P_r}{\partial U_r}=2aU_r\,;\ \frac{\partial P_r}{\partial f_r}=b+3c\cdot f_r^2 \tag{14}$$

$$Q_r=a'\,U_r^2+b'\cdot U_r^2/f_r+c\,f_r'/U_r^2-d'\,U_r/f_r.$$

$$\frac{\partial Q_r}{\partial U_r}=2a'\,U_r+2b'\,U_r/f_r-2c'f_r/U_r^3-d'/f_r \tag{15}$$

$$\frac{\partial Q_r}{\partial f_r}=-b'\cdot U_r^2/f_r^2+c'/U_r^2+d'\cdot U_r/f_r^2$$

În relația (14), ponderea coeficienților este :

$$b>a>c,$$

Tabelul 4

Componentele admise pentru consumatorul complex

Tipul consumatorului / Natura nodului / Felul componentelor de consum și ponderea lor	I	II	III	IV	V
	Zone urbane mari cu industrie puternică (ex.: București, Craiova)	Zone urbane mari cu industrie medie (ex. : Timișoara, Cluj)	Zone urbane medii cu industrie puternică (ex.: Reșița)	Zone urbane medii cu industrie medie (ex.: Alba Iulia)	Zone urbane mici cu industrie medie (ex.: Fîntînele)
motoare asincr. cuplu rezistent constant p_{as1} / q_{as1}	0,45.0,8= =0,36	0,4.0,8= =0,32	0.6.0,7= =0,42	0,45.0,9= =0,405	0,4.0,9= =0,36
motoare asincr. cuplu rezistent patratic p_{as2} / q_{as2}	0,45.0,2= =0,09	0,4.0,2= =0,08	0,6.0,3 = =0,18	0,45.0,1= =0,045	0,4.0,1= =0,04
motoare sincrone cuplu rezistent constant p_{s1} / q_{s1}	0,1.0,3= =0,03	0,1.0,6 =0,06	0,1.0,3= =0,03	0,1.0,5= =0,05	0,1.0,9 =0,09
motoare sincrone cuplu rezistent patratic p_{s2} / q_{s2}	0,1.0,7= 0,1=0,07	0,1.0,4= =0,04	0,1.0,7= =0,07	0,1.0,5 =0,05	0,1.0,1= =0,01
cuptoare+ redresoare p_{cr} / q_{cr}	0,1	0,1	0,15	0 1	0,1
pierderi de putere p_p / q_p	0,1	0,1	0,05	0,1	0,1
iluminat+ consum casnic p_{ic}	0,25	0,3	0,1	0,25	0,3
Total: 1 / 1	1	1	1	1	1

Tabelul 5

Caracteristicile statice și efectul de reglaj pentru consumatorul complex.

Mărimea \ Tipul consumat		I	II	III	IV	V
$\frac{P}{P_n}=P_r$	$U_r \geqslant 0{,}8$	$0{,}35U_r^2+0{,}49.f_r+0{,}16f_r^3$	$0{,}4U_r^2+0{,}48f_r+0{,}12.f_r^3$	$0{,}25U_r^2+0{,}5f_r+0{,}25f_r^3$	$0{,}35U_r^2+0{,}555f_r+0{,}095f_r^3$	$0{,}4\ U_r^2+0{,}55\ f_r+0{,}05\ f_r^3$
	$U_r<0{,}8$ $U_r>0{,}6$	$0{,}35U_r^2+0{,}13\ f_r+0{,}07\ f_r^3$	$0{,}4\ U_r^2+0{,}16\ f_r+0{,}04.f_r^3$	$0{,}25\ U_r^2+0{,}08\ f_r+0{,}07\ f_r^3$	$0{,}35\ U_r^2+0{,}15\ f_r+0{,}05\ f_r^3$	$0{,}4\ U_r^2+0{,}19\ f_r+0{,}01\ f_r^3$
$\frac{\partial P_r}{\partial U_r}$	$U_r \geqslant 0{,}8$	$0{,}7\ U_r$	$0{,}8\ U_r$	$0{,}5\ U_r$	$0{,}7\ U_r$	$0{,}8\ U_r$
	$U_r<0{,}8$ $U_r>0{,}6$	$0{,}7\ U_r$	$0{,}8\ U_r$	$0{,}5\ U_r$	$0{,}7\ U_r$	$0{,}8\ U_r$
$\frac{\partial P_r}{\partial f_r}$	$U_r \geqslant 0{,}8$	$0{,}49+0{,}48\ f_r^2$	$0{,}48+0{,}36\ f_r^2$	$0{,}5+0{,}75.f_r^2$	$0{,}555+0{,}285\ f_r^2$	$0{,}55+0{,}15.f_r^2$
	$U_r<0{,}8$ $U_r>0{,}6$	$0{,}13+0{,}21.f_r^2$	$0{,}16+0{,}12\ f_r^2$	$0{,}08+0{,}21.f_r^2$	$0{,}15+0{,}15\ f_r$	$0{,}19+0{,}03\ f_r^2$
$\frac{Q}{Q_n}=Q_r$	$U_r \geqslant 0{,}8$	$0{,}153U_r^2+0{,}792\ U_r^2/f_r-0{,}153\ U_r/f_r+0{,}208\ f_r/U_r^2$	$0{,}166\ U_r^2+0{,}798\ U_r^2/f_r-0{,}166\ U_r/f_r+0{,}202\ f_r)U_r^2$	$0{,}1875\ U_r^2+0{,}7125\ U_r^2/f_r-0{,}125\ U_r/f_r+0{,}225\ f_r/U_r^2$	$0{,}154\ U_r^2+0{,}793\ U_r^2/f_r-0{,}154\ U_r/f_r+0{,}208\ f_r/U_r^2$	$0{,}166\ U_r^2+0{,}798\ U_r^2/f_r-0{,}166\ U_r/f_r+0{,}202\ f_r/U_r^2$
	$U_r<0{,}8$	$2{,}423+0{,}307\ U_r^2/f_r-0{,}154\ U_r/f_r+0{,}154.U_r^2$	$2{,}33+0{,}332\ U_r^2/f_r-0{,}166\ U_r/f_r+0{,}166\ U_r^2$	$2{,}625+0{,}1875\ U_r^2/f_r-0{,}125\ U_r/f_r+0{,}1875\ U_r^2$	$2{,}423+0{,}307\ U_r^2/f_r-0{,}154\ U_r/f_r+0\ 154\ U_r^2$	$2{,}33+0{,}332\ U_r^2/f_r-0{,}166\ U_r/f_r+0{,}166\ U_r^2$
$\frac{\partial Q_r}{\partial U_r}$	$U_r \geqslant 0{,}8$	$0{,}306.U_r+1{,}584\ U_r/f_r-0{,}153\ f_r-0{,}416\ f_r/U_r^3$	$0{,}332\ U_r+1{,}596\ U_r/f_r-0{,}166/f_r-0{,}404\ f_r/U_r^3$	$0{,}375\ U_r+1{,}425\ U_r/f_r-0{,}125/f_r-0{,}45\ f_r/U_r^3$	$0{,}308\ U_r+1{,}586\ U_r/f_r-0{,}154/f_r-0{,}416\ f_r/U_r^3$	$0{,}332\ U_r+1{,}596\ U_r/f_r-0{,}166/f_r-0{,}404\ f_r/U_r^3$
	$U_r<0{,}8$	$0{,}614\ U_r/f_r-0{,}154/f_r+0.308.U_r$	$0{,}664\ U_r/f_r-0{,}166/f_r+0{,}332\ U_r$	$0{,}375\ U_r/f_r-0{,}125/f_r+0{,}375\ U_r$	$0{,}614\ U_r/f_r-0{,}154/f_r+0{,}308\ U_r$	$0{,}664\ U_r/f_r-0{,}166\ f_r+0{,}332\ U_r$
$\frac{\partial Q_r}{\partial f_r}$	$U_r \geqslant 0{,}8$	$-0{,}792.U_r^2/f_r^2+0{,}153\ U_r/f_r^2+0{,}208/U_r^2$	$-0{,}798\ U_r^2/f_r^2+0{,}166\ U_r/f_r^2+0{,}202/U_r^2$	$-0{,}7125\ U_r^2/f_r^2+0{,}125\ U_r/f_r^2+0{,}225/U_r^2$	$-0{,}793\ U_r^2/f_r^2+0{,}154\ U_r/f_r^2+0{,}208/U_r^2$	$-0{,}798\ U_r^2/f_r^2+0{,}166\ U_r/f_r^2+0{,}202/U_r^2$
	$U_r<0{,}8$	$-0{,}307\ U_r^2/f_r^2+0{,}154\ U_r/f_r^2$	$-0{,}332\ U_r^2/f_r^2+0{,}166\ U_r/f_r^2$	$-0{,}1875\ U_r^2/f_r^2+0{,}125\ U_r/f_r^2$	$-0{,}307\ U_r^2/f_r^2+0{,}154\ U_r/f_r^2$	$-0{,}332\ U_r^2/f_r^2+0{,}166\ U_r/f_r^2$

Tabelul 6

Valori ale caracteristicilor statice pentru consumatorul complex

Mărimile \ Tipul consumatorului		I	II	III	IV	V
P_r	$U_r=1,\ f_r=1$	1	1	1	1	1
	$U_r=0,8\ f_r=1$	0,874	0,856	0,91	0,874	0,856
	$U_r=0,8,\ f_r=0,95$	0,8267	0,8149	0,8493	0,8314	0,8214
$\frac{\partial P_r}{\partial U_r}$	$U_r=1,\ f_r=1$	0,7	0,8	0,5	0,7	0,8
	$U_r=0,8,\ f_r=1$	0,56	0,64	0,4	0,56	0,64
	$U_r=0,8,\ f_r=0,95$	0,56	0,64	0,4	0,56	0,64
$\frac{\partial P_r}{\partial f_r}$	$U_r=1\ f_r=1$	0,97	0,84	1,25	0,84	0,7
	$U_r=0,8,\ f_r=1$	0,97	0,84	1,25	0,84	0,7
	$U_r=0,8,\ f_r=0\ 95$	0,9232	0,8049	1,1769	0,8122	0,6854
Q_r	$U_r=1,\ f_r=1$	1	1	1	1	1
	$U_r=0,8\ f_r=1$	0,8074	0,7998	0,8276	0,8079	0,79978
	$U_r=0,8,\ f_r=0,95$	0,8114	0,8039	0,8287	0,8118	0,8039
$\frac{\partial Q_r}{\partial U_r}$	$U_r=1,\ f_r=1$	1,321	1,358	1 225	1,324	1,358
	$U_r=0,8,\ f_r=1$	0,5465	0,5874	0,4361	0,5487	0,5874
	$U_r=0,8,\ f_r=0,95$	0,6457	0,6852	0,5334	0,6477	0,6852
$\frac{\partial Q_r}{\partial f_r}$	$U_r=1,\ f_r=1$	—0,431	—0,43	—0,3625	—0,431	—0,43
	$U_r=0,8,\ f_r=1$	—0,0595	—0,0623	—0,0044	—0,0687	—0,0623
	$U_r=0,8,\ f_r=0,95$	—0,101	—0,1031	—0,0429	—0,1	—0,1031

iar în relația (15)

$$b' < c' < a' < d'$$

Valorile efectelor de reglare, prezentate în tabelul 6 și în punctul nominal de funcționare s-au obținut :

pentru : $\frac{\partial P}{\partial U} = (0,5 \ldots 0,8)$; $\frac{\partial P}{\partial f} = (0,7 \ldots 1,25)$

pentru : $\frac{\partial Q}{\partial U} = (1,225 \ldots 1,358)$; $\frac{\partial Q}{\partial f} = -(0,3625 \ldots 0,431)$

valori care se încadrează în domeniile menționate în literatură (tabelul 2), pentru nodurile de înaltă tensiune.

5. Concluzii.

Așa cum rezultă din datele prezentate în tabelul 6, caracteristicile statice obținute și efectele lor de reglaj, sînt în concordanță cu valorile menționate în literatură, obținute analitic sau experimental.

De unde rezultă că forma caracteristicilor statice a consumatorilor individuali și ponderea acestora în consumatorul complex este corespunzătoare.

Avînd în vedere că în practică nu se cunoaște în general, forma reală a caracteristicilor statice pentru consumatorul complex la nivelul sistemului, metoda prezentată, de a obține aceste caracteristici prin utilizarea unor caracteristici statice simple și admițînd ponderi raționale pentru diverse tipuri de consumatori, dă rezultate rapide și satisfăcătoare, în condiția existenței unor informații reduse asupra componenței intime a consumatorului complex.

BIBLIOGRAFIE

[1] Curevici Iv. R., Libova L. E., Ob opredelenii harakteristik nagruski po napriajenu metodam pasivnogo experimente, Elektricestvo, Nr. 2, 1972, p (21—24).

[2] Konovalov Iu. S., Kughelevicius I. B., O vojmojnosti opredelenia staticeskih harakteristic nagruski metodamii matematiceskih statistiki, Elektricestvo, Nr. 2/1968, p (11—13).

[3] Milițescu I., Petroianu A., Determinarea experimentală a unor parametri caracteristici ai sistemului energetic național, Energetica, Nr. 12, 1965, p. (599—601)

[4] Dandeno P. D., Kundur P., A non iterative transient stability program including the effects of variable load voltage characteristics, IEEE Transactions on PAS, Nr. 5, 1973, p (1 478—1 482).

[5] Taylor O. W., Cresap R. L., Real-time power system simulation for automatic generators control, IEEE Transactions on PAS, Nr. 1, 1976, p (375—382).

[6] Park G.L., Colony R., Voltage reduction as a mean of reducing distribution load, IEEE Transactions on PAS, Nr. 2, 1977, p (628—633).

[7] Colombo A., Redaelli, Rückstuhl G., Vian A., Determination of the Dynamic Response of Electrical systems by means of a digital program, IEEE Transactions on PAS, Nr. 6, 1968, p (1 411—1 418).

[8] Kaminski A., Stabilität des elektrischen Verbundbetriebe, VEB, Verlag Technik, Berlin, 1959.

[9] Potolea E., Calculul regimului permanent al sistemelor electrice. E.T., București, 1967.

[10] Okamura M., O-ura, Y., Hayashi S., Uemura K., Tahinguro F., A new power Flow model ans solution method including load and generator characteristics and effects of system control devices, IEEE Transactions on PAS, Nr. 3, 1975, p (1 042—1 050).

[11] El-Din, H. N. Z., Alden, R. T. H., Second order eigenvalue sensitivities applied to power system dynamics, tEEE Transactions on PAS, Nr. 6, 1977, p (1 928—1 935).

[12] Jdanov P. S., Stabilitatea sistemelor electrice, Editura Energetica, București, 1951.

[13] Markovici I. M., Sisteme energetice. Regimuri de funcționare, E.T., București, 1960.

[14] Pélissier R., Les réseaux d'énergie électrique, vol. 1. Les aspects techniques du service. Dunod, Paris, 1971.

[15] Bercovici M., Arie A. E., Poeată A., Rețele electrice, calculul electric, Editura Tehnică, București, 1974.

[16] Hore R. A., Metode moderne de calcul și proiectare a sistemelor electrice, Edit. Tehnică, București, 1970.

CONSIDERATIONS CONCERNING DETERMINATION OF COMPLEX LOADS STATIC CHARACTERISTICS IN ELECTRIC POWER SYSTEMS

SUMMARY

The work presents a rapid method of obtaining simple static characteristics for the complex load under conditions of poor information on its structure.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) Fascicola 2—1979

ANALIZA PE CALCULATOR A COMPORTĂRII NATURALE A SISTEMELOR ELECTROENERGETICE COMPLEXE LA DIVERSE PERTURBAŢII, CU APLICAŢIE LA SISTEMUL ENERGETIC NATIONAL

DE

ST. KILYENI, B. LUŞTREA, O. CRIŞAN, M. MOGA, FI. SURIANU

1. Aspecte generale.

Cerinţele legate de continuitatea alimentării consumatorilor cu energie electrică impun o siguranţă deosebită în funcţionarea sistemului electroenergetic (SEE) în ansamblu. În acest sens, comportarea sistemului la apariţia unor perturbaţii, în special capacitatea generatoarelor de a se menţine în sincronism în condiţii de avarie, constituie un factor determinant, motiv pentru care literatura de specialitate consacră un spaţiu deosebit de important acestor probleme.

În cadrul studiilor de specialitate ale sistemului, cunoaşterea comportării naturale a sistemului, adică a comportării acestuia în ipoteza absenţei acţiunii regulatoarelor de tensiune asupra generatoarelor sincrone, prezintă interes din următoarele motive :

— oferă o imagine clară asupra situaţiei relative între diversele generatoare, inclusiv evidenţiază grupurile cu o sensibilitate ridicată la acţiunea perturbaţiilor ;

— permite gruparea generatoarelor care oscilează asemănător în scopul constituirii de echivalenţi care să faciliteze studiul comportării sistemului în prezenţa acţiunii regulatoarelor de tensiune ;

— constituie o referinţă pentru aprecierea modificărilor ce survin prin introducerea reglajului de tensiune la generatoare şi a variaţiei parametrilor reglajului automat de tensiune.

În cadrul prezentei lucrări se prezintă un program de calcul pentru simularea comportării naturale a SEE complexe, de mari dimensiuni. Programul a fost utilizat pentru analiza comportării principalelor generatoare din cadrul sistemului electroenergetic naţional (SEEN), luînd în considerare configuraţia la vîrful de seară iarnă a anului 1980.

2. Stabilirea modelului matematic care descrie comportarea naturală în regim tranzitoriu a S E E complexe.

2.1. Modele matematice care descriu funcţionarea elementelor de sistem.

În conformitate cu scopul analizei, pentru elementele componente ale SEE s-au adoptat următoarele modele :

a) Pentru generatoarele sincrone s-a utilizat o schemă echivalentă formată din tensiunea electromotoare în întrefier, E', considerată constantă,

plasată în spatele reactanței tranzitorii X', considerată identică după axele d și q. Notînd cu U_g tensiunea la bornele generatorului, I_g curentul debitat de generator, P_g și Q_g puterea activă și reactivă debitată de acesta, se pot scrie relațiile

$$\underline{E'} = \underline{U_g} + \sqrt{3}\,\underline{I_g} jX' = E' e^{j\delta} \tag{1}$$

$$\underline{S_g^*} = P_g - jQ_g = \sqrt{3}\,\underline{U_g^*}\,\underline{I_g} \tag{2}$$

Notînd cu P_m puterea mecanică a generatorului, considerată constantă, cu C_m constanta mecanică a rotoarelor și cu α accelerația unghiulară, comportarea mecanică a ansamblului rotoarelor turbinei și generatorului este descrisă de ecuația de mișcare de forma :

$$\alpha = \frac{d^2\delta}{dt^2} = C_m (P_m - P_g) \tag{3}$$

b) Pentru transformatoare și autotransformatoare s-a adoptat o schemă echivalentă simetrică în π, la care se atașează un transformator ideal de tensiune care ține cont și de reglarea tensiunii prin intermediul prizelor.

c) Pentru linii s-a adoptat o schemă echivalentă în π, cu parametrii corectați cu coeficienții Kenelly în cazul liniilor de 400 kV și 750 kV, avînd o lungime mai mare de 300 km.

d) Bobinele de compensare s-au luat în considerare printr-o putere reactivă absorbită constantă în regimul staționar anteavarie, respectiv prin reactanța lor în regimurile ulterioare de avarie.

e) Consumatorii s-au luat în considerare printr-o putere activă și reactivă constantă absorbită în regimul anteavarie, respectiv printr-o impedanță proporțională cu cea nominală în regimurile de avarie, prin intermediul unor coeficienți ce depind de tipul și puterea consumatorului.

f) Cuplele s-au considerat ca fiind elemente de impedanță nulă între nodurile limitrofe. În cazul în care cupla este închisă, cele două noduri limitrofe sînt considerate ca un nod comun, iar în cazul cînd este deschisă, ele sînt considerate ca noduri distincte.

2.2. Modelul matematic al rețelei electrice în ansamblu.

Modelul matematic al rețelei electrice în ansamblu rezultă prin interconectarea schemelor echivalente ale elementelor componente, utilizîndu-se pentru descrierea ei matricea de admitanță nodală $[\underline{Y_n}]$. Relațiile matriciale care descriu legătura dintre tensiunile nodurilor $(\underline{U_n})$, curenții (I_n) și puterile (S_n) injectate în noduri sînt de forma :

$$\begin{cases} [\underline{I_n}] = [\underline{Y_n}]\,[\underline{U_n}] \\ [\underline{S_n}]^* = [\underline{U_n}]^*[\underline{I_n}] \end{cases} \tag{4}$$

În sistemul de ecuații neliniar (4), avînd dimensiunea egală cu numărul de noduri, necunoscutele sînt tensiunile, ca modul și fază pentru nodurile consumatoare, modulul tensiunii și puterea reactivă pentru nodurile generatoare, respectiv puterea activă și reactivă injectată pentru nodul de balansare.

2.3. Metoda de calcul a răspunsului natural în timp al sistemului la o perturbație.

Pentru analiza comportării naturale a sistemului la o perturbație, este necesară determinarea curbelor de oscilație $\delta = f(t)$, pe baza cărora se poate

aprecia stabilitatea tranzitorie. Pentru determinarea curbelor de oscilație, se parcurg în principal următoarele etape :

a) Determinarea circulaiei inițiale de puteri, prin rezolvarea numerică a sistemului neliniar de ecuații (4). În acest scop s-a utilizat o variantă îmbunătățită și accelerată a algoritmului Gauss-Seide [2], cu generarea la fiecare iterație a liniei corespunzătoare din $[Y_n]$.

b) Integrarea sistemului de ecuații diferențiale (3), utilizînd metoda numerică pas cu pas prezentată în [1]. La fiecare pas este necesară parcurgerea următoarelor faze :

— verificarea faptului dacă, în conformitate cu scenariul programului de perturbație, apare sau nu o modificare a regimului la pasul respectiv, și stabilirea tipului de interval ;

— determinarea circulației de puteri, utilizînd, cu mici modificări, metoda prezentată la punctul a) corespunzător tipului de interval ;

— integrarea ecuațiilor diferențiale (3), în conformitate cu tipul intervalului, pentru determinarea punctelor corespunzătoare momentului respectiv din curbele de oscilație.

3. Prezentarea programului REGTRASI.

Avînd în vedere volumul foarte mare de calcule necesar pentru rezolvarea problemei propuse, mai ales în cazul unor sisteme electroenergetice cu zeci și sute de noduri și elemente de rețea, precum și caracterul iterativ al metodelor de rezolvare utilizate, a fost necesară utilizarea unui calculator numeric pentru rezolvarea problemei. În conformitate cu modelul matematic prezentat, s-a elaborat programul REGTRASI, care realizează analiza comportării naturale a SEE de mari dimensiuni la diverse perturbații.

Ordinograma de principiu a programului REGTRASI este prezentată în figura 1. Programul de calcul este scris în limbajul FORTRAN IV, fiind segmentat în scopul utilizării raționale a memoriei interne a calculatorului.

Programul principal, cuprins în segmentul rădăcină, coordonează execuția întregului proces de calcul : introducerea și tipărirea datelor inițiale, determinarea regimului inițial, determinarea regimurilor și integrarea ecuației de mișcare a rotoarelor la fiecare pas, tipărirea rezultatelor pentru fiecare program de perturbație, precum și reinițializarea datelor pentru un nou program de perturbație. Programul principal apelează următoarele subprograme :

a) subprogramul DATEIN, care realizează introducerea și tipărirea datelor inițiale referitoare la elementele de sistem, nodurile sistemului și procesul de calcul ;

b) subprogramul CIRCUL, care realizează atît determinarea regimului inițial, cît și rezolvarea circulației de puteri la fiecare moment al procesului de calcul ;

c) subprogramul SWING, care realizează integrarea ecuațiilor de mișcare ale rotoarelor la fiecare pas al procesului de calcul.

Principalele caracteristici ale programului REGTRASI sînt următoarele :

a) realizează analiza stabilității naturale a unui SEE complex, avînd un număr maxim de 250 noduri și 350 elemente de rețea, în cazul unei memorii interne de 58 kiloocteți (în cazul utilizării partiției maxime, numărul de noduri și elemente de rețea se triplează) ;

b) oferă posibilitatea abordării, în cadrul unei singure rulări, a unui număr nelimitat de programe de perturbație, referitoare la același regim inițial ;

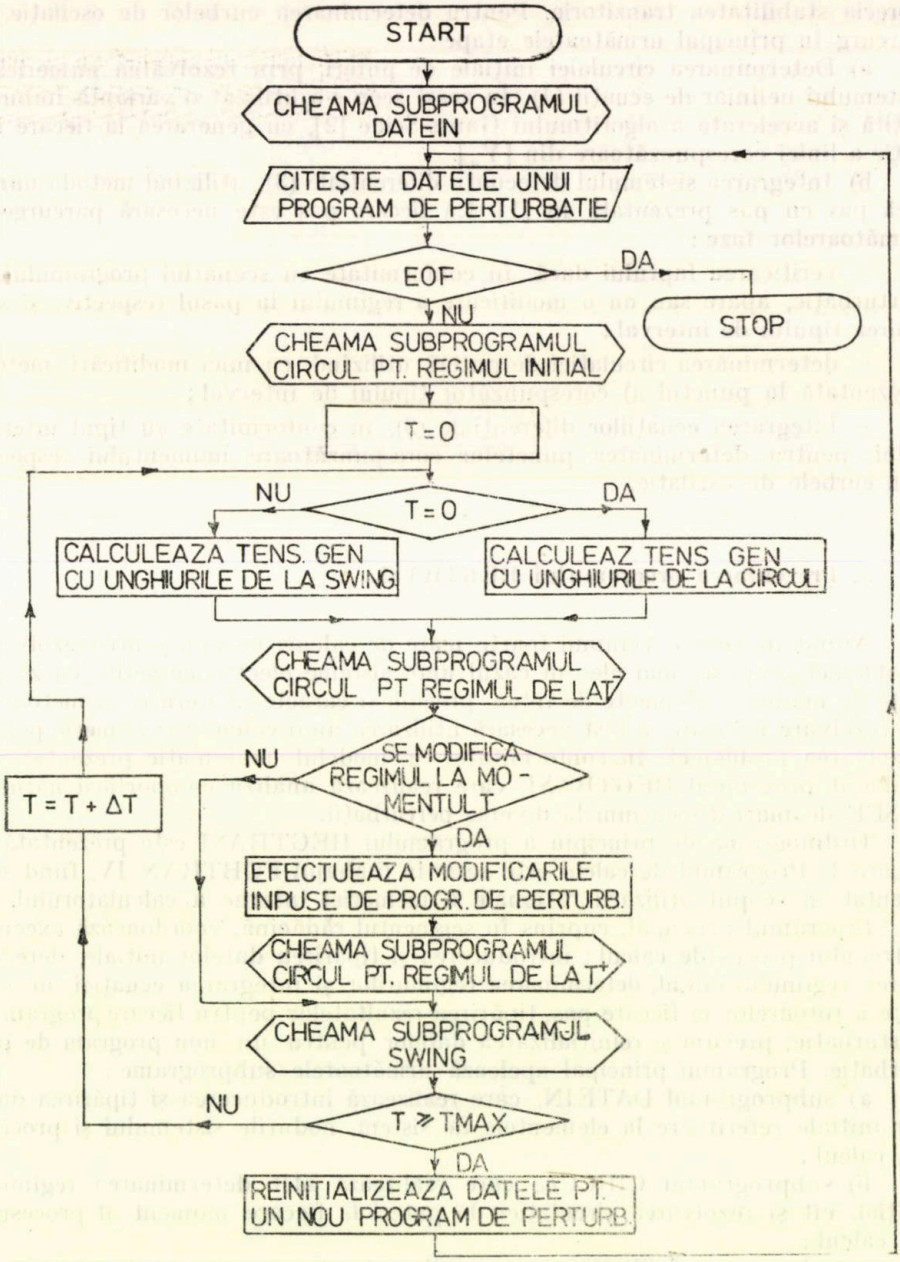


Fig. 1. Ordinograma de principiu a programului REGTRASI.

c) durata totală a unui program de perturbaţie este variabilă (valoarea recomandată în ipotezele prezentate la modelul matematic, fiind de ordinul 1—3 s), la fel ca şi pasul de integrare al cuaţiilor de mişcare (valoarea recomandată fiind de 0,03—0,05 s);

d) oferă posibilitatea luării în considerare în cadrul programelor de perturbaţie a următoarelor tipuri de regimuri sau modificări de regim:

— scurtcircuite simetrice în orice punct al sistemului, cu diferiți timpi de deconectare ;

— deconectarea unor elemente de sistem în orice moment al programului de perturbație ;

— reconectarea reușită sau nereușită a unor elemente de sistem ;

— conectarea sau deconectarea unor consumatori ;

— aruncarea unui grup.

e) programul realizează tipărirea datelor inițiale și a rezultatelor finale (curbele de oscilație pentru toate generatoarele), permițînd, opțional, și imprimarea unor rezultate intermediare (circulația de puteri în orice momet, evoluția procesului de convergență, rezultate intermediare ale circulației de puteri, etc)

f) timpul de rulare depinde de dimensiunile SEE analizat, iar pentru un anumit SEE dat, de precizia impusă la determinarea circulației de puteri, putînd fi adaptat la dorințele și posibilitățile utilizatorului. Pentru un program de perturbație, timpul de rulare este de ordinul de mărime al zecilor de minute (de exemplu, pentru un sistem cu 106 noduri și 149 laturi și o precizie de 0,01—0,1 kV la determinarea circulației de puteri, la o durată totală a programului de perturbație de 1,5—2 s, timpul de rulare a fost de 15—45 minute).

4. Analiza comportării naturale a SEEN la diverse perturbații.

4.1. Prezentarea structurii sistemului și a perturbațiilor considerate.

Pentru analiza comportării naturale a SEEN la diverse perturbații s-a luat în considerare schema sistemului la regimul maxim seară iarna pentru anul 1980, inclusiv părțile din sistemele electroenergetice ale țărilor învecinate, cu care există interconexiuni la nivelele de tensiune de 400 și 220 kV. În scopul reducerii volumului de muncă, calculele s-au efectuat asupra rețelei de 220 și 400 kV, rezultînd în final un sistem cu 106 noduri și 145 elemente de rețea.

În ceea ce privește considerarea generatoarelor din sistem, s-a procedat în felul următor :

a) Pentru grupurile care sînt legate prin intermediul transformatorului bloc la nivelele de tensiune de 220 și 400 kV s-a introdus un nod suplimentar la nivelul de medie tensiune, corespunzător bornelor generatorului, fiind echivalate doar grupurile absolut identice din punctul de vedere al tipodimensiunilor.

b) Pentru grupurile care sînt legate prin intermediul transformatorului bloc la nivelul de 110 kV, s-a introdus un singur generator echivalent (cuprinzînd și transformatoarele bloc și autotransformatorele de 220/110 kV), indiferent de numărul și tipodimensiunile grupurilor reale.

c) Pentru grupurile din zona exterioară SEEN s-a considerat cîte un singur generator echivalent în fiecare nod.

În final a rezultat un număr de 40 de generatoare echivalente, pentru care s-a analizat comportarea naturală în regim dinamic.

Programele de perturbații la care a fost supus sistemul s-au stabilit pe baza următoarelor considerente :

a) Zona de interes din cadrul SEEN este constituită de subsistemul Olteniei, care se caracterizează printr-un excedent de putere produsă în raport cu puterea consumată în zonă, excedentul fiind evacuat prin legături de 400 și 220 kV de lungime relativ mare. Puterea instalată în centralele din zonă depășește 35% din puterea instalată a sistemului.

b) Perturbațiile luate în considerare s-au ales în așa fel încît să afecteze în principal comportarea centralelor din zona de interes.

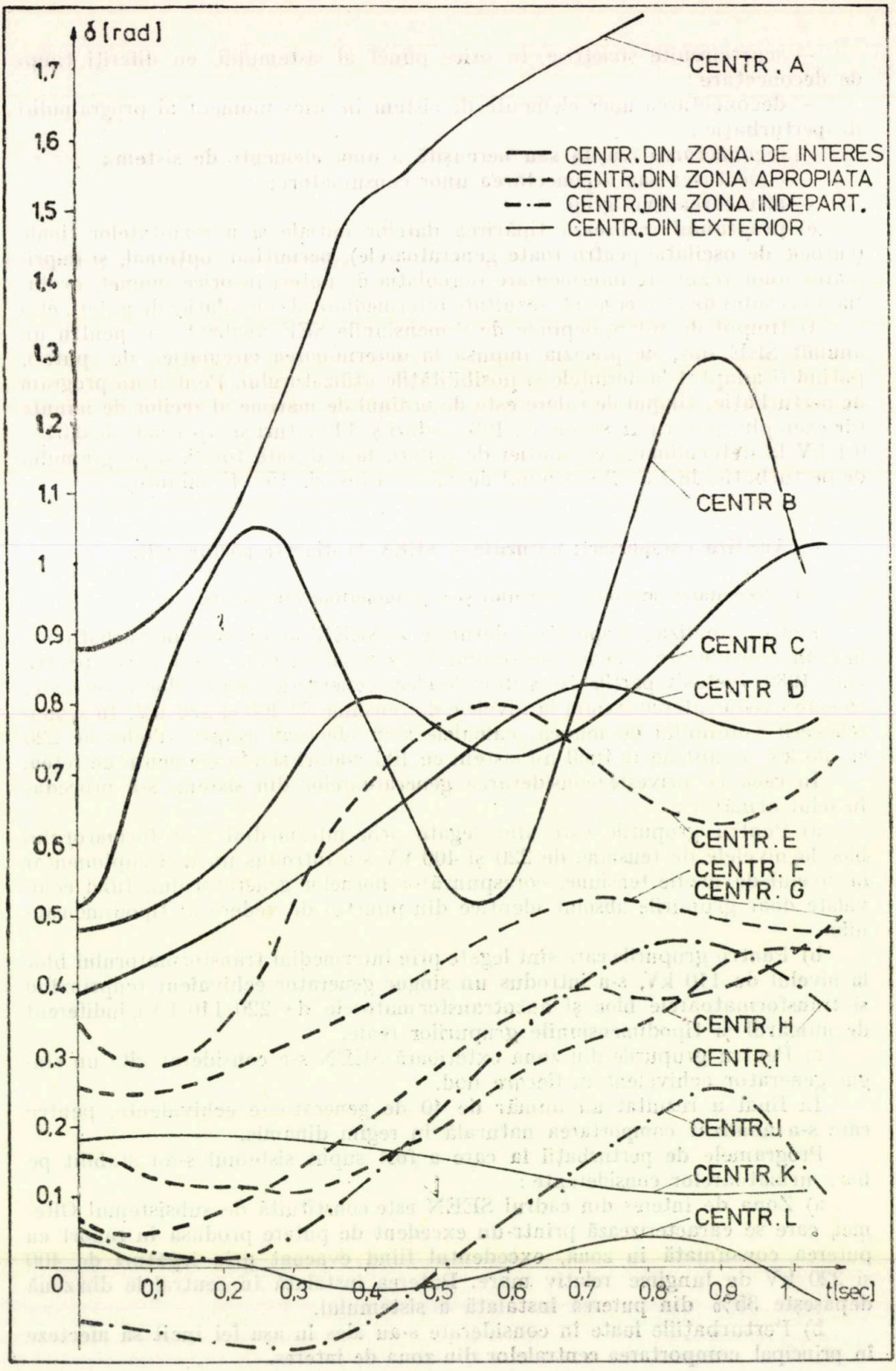


Fig. 2. Curbele de oscilație ale generatoarelor în cazul unui scurtcircuit 3F pe o linie de 400 kV urmat de RART nereușit.

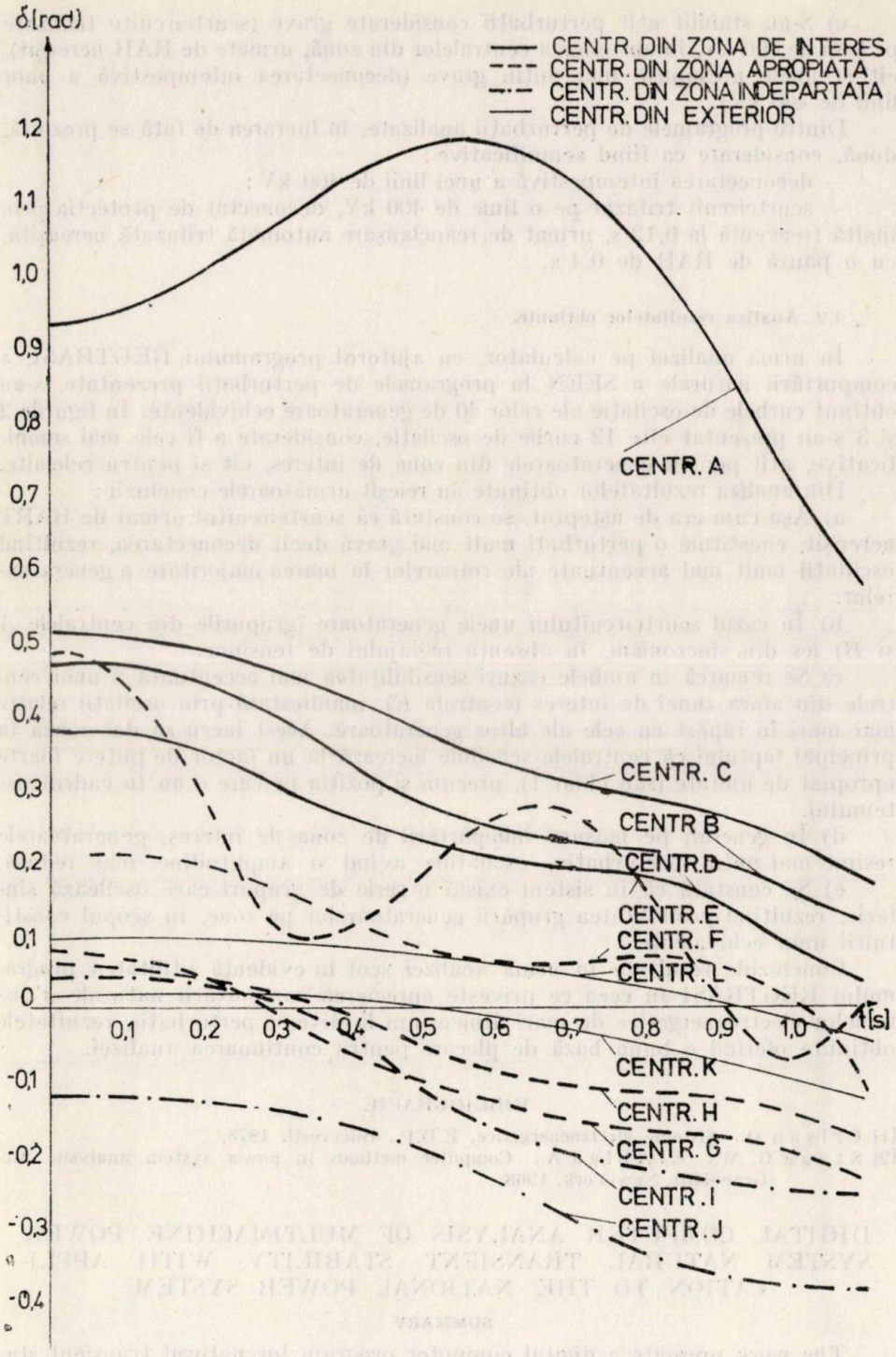


Fig. 3. Curbele de oscilație ale generatoarelor în cazul deconectării intempestive a unei linii de 400 kV.

c) S-au stabilit atît perturbații considerate grave (scurtcircuite trifazate pe linii de 400 kV, în apropierea centralelor din zonă, urmate de RAR nereușit), cît și unele presupuse mai puțin grave (deconectarea intempestivă a unor linii de 400 kV).

Dintre programele de perturbații analizate, în lucrarea de față se prezintă, două, considerate ca fiind semnificative :

— deconectarea intempestivă a unei linii de 400 kV ;

— scurtcircuit trifazat pe o linie de 400 kV, deconectat de protecția prin înaltă frecvență la 0,12 s, urmat de reanclanșare automată trifazată nereușită, cu o pauză de RAR de 0,4 s.

4.2. Analiza rezultatelor obținute.

În urma analizei pe calculator, cu ajutorul programului REGTRASI, a comportării naturale a SEEN la programele de perturbații prezentate, s-au obținut curbele de oscilație ale celor 40 de generatoare echivalente. În figurile 2 și 3 s-au prezentat cîte 12 curbe de oscilație, considerate a fi cele mai semnificative, atît pentru generatoarele din zona de interes, cît și pentru celelalte.

Din analiza rezultatelor obținute au reieșit următoarele concluzii :

a) Așa cum era de așteptat, se constată că scurtcircuitul urmat de RART nereușit, constituie o perturbați mult mai gravă decît deconectarea, rezultînd osciilații mult mai accentuate ale rotoarelor la marea majoritate a generatoarelor.

b) În cazul scurtcircuitului unele generatoare (grupurile din centralele *A* și *B*) ies din sincronism, în absența reglajului de tensiune.

c) Se remarcă în ambele cazuri sensibilitatea mai accentuată a unor centrale din afara zonei de interes (centrala *E*) manifestată prin oscilații relativ mai mari în raport cu cele ale altor generatoare. Acest lucru se datorează în principal faptului că centralele sensibile lucrează la un factor de putere foarte apropiat de unitate (sau chiar 1), precum și poziția pe care o au în cadrul sistemului.

d) În general, pe măsura îndepărtării de zona de interes, generatoarele resimt mai puțin perturbația, oscilațiile avînd o amplitudine mai redusă.

e) Se constată că în sistem există o serie de grupuri care oscilează sinfazic, rezultînd posibilitatea grupării generatoarelor pe zone, în scopul constituirii unor echivalenți.

Concluziile rezultate în urma analizei scot în evidență utilitatea programului REGTRASI în ceea ce privește aprecierea comportării naturale a sistemelor electroenergetice de mari dimensiuni la diverse perturbații, rezultatele obținute oferind o bună bază de plecare pentru continuarea analizei.

BIBLIOGRAFIE

[1] Crișan O., Sisteme electroenergetice, E.D.P., București, 1978.

[2] Stagg G. W., El-Abiad A., Computer methods in power system analysis, Mc. Graw-Hill, New-York, 1968.

DIGITAL COMPUTER ANALYSIS OF MULTIMACHINE POWER SYSTEM NATURAL TRANSIENT STABILITY, WITH APPLICATION TO THE NATIONAL POWER SYSTEM

SUMMARY

The work presents a digital computer program for natural transient stability analysis of a multimachine power system and some results for the case of national power system.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

GENERATOR PROGRAMABIL DE TIMPI PSEUDOALEATORI

DE

STOICA V., PETRIU E., NAFORNIŢĂ I.

Necesitatea generării unor semnale aleatoare sau pseudoaleatoare decurge din cerinţele impuse de tehnologia de experimentare a unor sisteme în care intervin zgomote. Legile statistice proprii acestor zgomote urmează a fi realizate de generatoare, de cele mai multe ori acceptîndu-se simplificări, astfel încît expresia matematică a legii de distribuţie să fie convenabilă pentru analiză şi/sau pentru execuţia generatorului.

În sistemele de măsurare sînt cunoscute generatoare de semnale aleatoare sau pseudoaleatoare construite cu tehnică numerică sau analogică. Faţă de generatoarele de semnale aleatoare, generatoarele de semnale pseudoaleatoare, care sînt în fond aparate cu funcţionare deterministă, prezintă avantaje evidente printre care amintim cunoaşterea exactă a funcţiei de probabilitate pe care o generează şi posibilitatea funcţionării repetate cu emiterea aceleiaşi succesiuni de semnale. Caracteristicile aleatoare ale semnalelor generate psudoaleator se păstrează pentru intervale scurte de timp.

În literatură [1 ; 3] sînt publicate date despre generatoare de semnale pseudoaleatoare construite pentru distribuţie uniformă. Registrul de deplasare cu reacţie constituie aici sursa iniţială de semnale pseudoaleatoare, probabilitatea fiecărei stări a acestui registru fiind $1/2^t-1$ atunci cînd t este numărul de celule din care este construit registrul.

Generarea unor numere cu valori pseudoaleatoare cu distribuţie oarecare este prezentată în literatură [1] sub forma unui algoritm conform căruia fiecare număr N_a se construieşte bit cu bit. În procesul de construcţie, pentru a decide asupra valorii fiecărui bit al numărului N_a, se face o comparaţie între două numere de cîte n biţi. Unul dintre acestea două, N_u, este furnizat de un registru de deplasare cu reacţie, în acest fel asigurîndu-se variabilitatatea, iar celălalt, N_p, se extrage dintr-o memorie şi reprezintă, la o scară convenabilă, funcţia de repartiţie a variabilei generate sub forma numerelor N_a. Memoria, în care se păstrează numerele N_p necesare comparaţiei, este cu atît mai mare cu cît sînt mai mari cerinţele impuse preciziei de realizare a densităţii de probabilitate, deoarece de această precizie depinde atît lungimea n a numerelor memorate cît şi cantitatea lor. Dacă numerele N_a au n biţi, memoria trebuie să conţină 2^n-1 numere de m biţi fiecare.

Autorii prezentei lucrări au preluat elementele teoretice generale din literatură şi au dezvoltat construcţia generatoarelor de semnale pseudoaleatoare cu distribuţie oarecare în două direcţii şi anume :

— în direcţia reducerii memoriei fără să se reducă precizia realizării densităţii de probabilitate [4].

— în direcţia generării şi altor mărimi pseudoaleatoare cu distribuţie oarecare [2], cum ar fi tensiunea, faza, intervalul de timp.

Algoritmul de construcţie bit cu bit a numerelor pseudoaleatoare cu lege de distribuţie simetrică.

Reducerea memoriei cablate, în generatorul de numere pseudoaleatoare, este posibilă, fără renunţare de precizie, atunci cînd densitatea de probabilitate a variabilei pseudoaleatoare, constituită de valorile numerelor N_a, are axă de simetrie. Aşa cum se va demonstra în continuare, pentru numere K_a cu n biţi, memoria generatorului se reduce de la m (2^n-1) biţi la m (2^{n-1}), adică practic la jumătate.

Numărul pseudoaleator N_a se construieşte bit cu bit începînd cu bitul cel mai semnificativ. Pentru a decide asupra valorii unui bit oarecare, se compară un număr N_u, extras dintr-un registru de deplasare cu reacţie, cu un număr memorat N_p, ambele aceste numere avînd m biţi şi deci valori cuprinse între zero şi 2^n-1. Dacă $N_v>N_p$ se decide valoarea „1" pentru bitul în discuţie, iar dacă $N_u<N_p$ se decide valoarea „0" egalitatea între N_u şi N_p fiind considerată ca limită a uneia din inegalităţile de decizie. Memoria în care se păstrează numerele N_p este organizată pe adrese, fiecare adresă fiind precizată prin porţiunea de început ΔN_a a numărului N_a, deja construită atunci cînd se face extragerea din memorie. În acest fel numărul N_p este dependent, pe de o parte de densitatea de probabilitate $\varphi(x)$, prin construcţia memoriei şi pe de altă parte, de numărul parţial ΔN_a deja construit, prin modul de apelare la memorie. Pentru a se decide asupra valorii bitului k, numărul N_p urmează să aibă valoarea :

$$N_p^{(k)} = (2^m-1)\,\frac{F\left(x_m-\frac{b-a}{2}+\sum_{i=2}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}x_i+(b-a)\,2^{-k}\right)-F\left(x_m-\frac{b-a}{2}+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)2^{-i}x_i\right)}{F\left(x_m-\frac{b-a}{2}+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}x'+(b-a)\,2^{1-k}\right)-F\left(x_m-\frac{b-a}{2}+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)2^{-i}x_i\right)} \tag{1}$$

sau

$$N_p^{(k)}=(2^m-1)\,\frac{A(x_i)}{B(x_i)}\,. \tag{2}$$

Aici a şi b sînt limitele extreme ale domeniului de existenţă a variabilei aleatoare x cu densitatea de probabilitate $\varphi(x)$ şi funcţia de repartiţie $F(x)$, iar x_m este valoarea medie a varibilei x. Cu x_i, $i=1, 2, 3, \ldots$, s-a notat bitul din poziţia i a numărului N_a ce se construieşte.

După cum se vede din relaţiile (1 şi 2), numărul $N_p^{(k)}$, ce serveşte la comparaţie pentru a decide asupra valorii bitului din poziţia k, este un raport între diferenţe de funcţii de repartiţie care caracterizează variabila aleatoare, scrise pentru argumente care sînt funcţie de conţinutul porţiunii deja construite ΔN_a a numărului pseudoaleator N_a. În raportul dat de relaţia (2), atît $A(x_i)$ cît şi $B(x_i)$ conţin suma :

$$\sum_{i=1}^{k-1} 2^{-i}x_i$$

care nu este altceva decît expresia zecimală a numărului binar ΔN_a.

Pentru o densitate de probabilitate cu simetrie în care :

$$\varphi(x_m+\alpha)=\varphi(x_m-\alpha) \quad \text{pentru} \quad |\alpha| \leqslant \frac{b-a}{2} \tag{2}$$

se demonstrează în anexă existența următoarelor două egalități:

$$B(x_i)=B(1-x_i) \tag{4}$$

$$B(x_i)-A(x_i)=A(1-x_i) \tag{5}$$

Presupunem că în memoria generatorului de numere pseudoaleatoare s-au introdus toate numerele N_p corespunzătoare adreselor constituite din toate succesiunile posibile de k biți ($k=1, 2, \ldots, n$) în care primul bit are valoarea zero, ocupînd 2^{n-1} adrese. Utilizînd relațiile (4 și 5) se vor putea calcula valorile numerelor N_p corespunzătoare celorlalte adrese constituite din toate succesiunile posibile de k biți ($k=1, 2, \ldots, n$) în care primul bit are valoarea unu, fără să mai trebuiască a fi memorate. În acest scop se complementează bit cu bit porțiunea deja construită ΔN_a. Noua valoare $\Delta N'_a$ se consideră adresă și din memorie se extrage conținutul N'_p. Adresa $\Delta N'_a$ a fost realizată nu din valorile x_i ci din valorile $(1+x_i)$, deoarece s-a făcut complementarea bit cu bit.

Numărul N'_p va avea valoarea conform relației (2):

$$N'_p=(2^m-1)\frac{A(1-x_i)}{B(1-x_i)} \tag{6}$$

diferită de a numărului N_p căutat, care are valoarea:

$$N_p=(2^m-1)\frac{A(x_i)}{B(x_i)}$$

dar dependentă, așa cum se va vedea, de aceasta.

Dacă se consideră relațiile (4 și 5) pentru relația (6) se va putea scrie:

$$N'_p=(2^m-1)\frac{B(x_i)-A(x_i)}{B(x_i)}=(2^m-1)\left(1-\frac{A(x_i)}{B(x_i)}\right)=2^m-1-N_p \tag{7}$$

Din relația de mai sus se vede că la adresa $\Delta N'$, construită din $(1-x_i)$, se va găsi nu numărul N_p ci complementul lui unu al său, N'_p. În consecință, numărul N, extras din memorie de la adresa $\Delta N'_a$, se complementează bit cu bit pentru a obține numărul căutat N_p. Astfel memoria generatorului trebuie să conțină numere numai la adresele ΔN_a care încep cu bitul zero, pentru toate cazurile în care ΔN_a începe cu zero urmînd a se apela memoria în mod normal, adresa fiind chiar ΔN_a, iar pentru toate cazurile în care ΔN_a începe cu 1 urmînd a se apela memoria, nu la adresa ΔN_a, ci la adresa $\Delta N'_a$ constituită din complementarea bit cu bit a numărului ΔN_a, numărul din memorie astfel obținut urmînd a fi complementat bit cu bit înainte de a fi utilizat ca element de comparație în procesul de decizie.

Generarea unor mărimi pseudoaleatoare cu distribuție oarecare.

Dispunînd de o schemă care generează numere binare pseudoaleatoare cu distribuție oarecare, pentru a avea un generator de mărimi pseudoaleatoare se va utiliza un convertor. Convertoarele număr-tensiune sînt cunoscute și cu ajutorul lor se pot obține tensiuni cu valori pseudoaleatoare. Pentru a genera timpi sau faze pseudoaleatoare cu distribuție oarecare, autorii au conceput scheme de conversie număr-timp cu ajutorul cărora se obțin succesiuni de impulsuri cu durate sau poziție pseudoaleatoare.

În figura 1 este prezentată schema bloc a unui generator de semnale caracterizate prin prezența unor intervale de timp cu valori pseudoaleatoare. Parametrii distribuției densității de probabilitate a variabilei pseudoaleatoare sînt fixați de la pupitrul de comandă P, care acționează în principal asupra a patru blocuri K, T, N_1 și N_2.

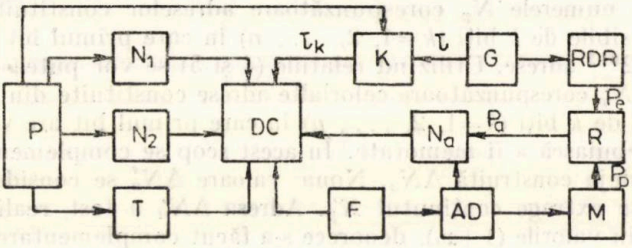


Fig. 1.

Dispozitivul de comandă DC, sincronizat cu generatorul G de perioadă τ, acționează în divizorul cu factor de divizare variabil K pentru a obține semnale de perioadă τ_k.

$$\tau_k = C_k \cdot \tau$$

Cu aceste semnale se comandă numărătoarele T, N_1, și N_2. Primul numărător, T, cu rol de divizor de frecvență, generează impulsuri scurte la perioadă reglabilă de lungime $T_0 = C_t \cdot \tau_k$, considerate drept semnale de fază nulă. Constanta C_t se fixează din exterior.

Numărătoarele N_1 și N_2 se utilizează pentru a obține partea fixă și partea variabilă a intervalelor de timp pseudoaleatoare. La apariția impulsului dat de numărătorul T, se acționează în N_1 cu semnale de perioadă τ_k pentru a genera intervalul de timp fix Δt_1 de valoarea :

$$\Delta t_1 = C_1 \cdot \tau_k$$

în care C_1 este o constantă.

După scurgerea intervalului de timp Δt_1, se începe numărarea în N_2 pentru a se genera intervalele de timp τ_2 de lungime

$$\tau_2 = C_2 \cdot \tau_k$$

în care C_2 este o constantă. Semnalele de perioadă τ_2 sînt utilizate, pentru numărare într-un alt numărător, N_a, astfel obținîndu-se intervalul de timp variabil Δt_2 de valoare :

$$\Delta t_2 = n_a \cdot \tau_2.$$

Aici n_a este un număr pseudoaleator, prin care se asigură parametrii statistici proprii semnalului generat, deoarece acesta va conține într-o formă oarecare intervalului de timp

$$\Delta t = \Delta t_1 + \Delta t_2$$

Ținînd cont de relațiile anterioare rezultă pentru Δt valoarea :

$$\Delta t = C_1 C_k \tau + C_2 C_k \tau n_a$$

precum și caracterul aleator introdus de numărul n_a. Acest număr se generează în formă binară, secvențial, bit cu bit, utilizînd cinci blocuri. Valoarea fiecărui bit este precizată de comparatorul binar R în funcție de secvența binară extrasă din registrul de deplasare cu reacție RDR și de numărul obținut din memoria fixă M, adresată din blocul de adresare AD în funcție de porțiunea din număr deja construit și de un dispozitiv F care este informat asupra numărului de ordine al bitului care se construiește. Numerele memorate în M conțin caracterul aleator pe care-l va căpăta n_a, fiind proporționale cu valori ale funcției de repartiție a variabilei aleatoare programată.

Generatorul furnizează trei semnale, T_A, I_1, I_2 în patru regimuri de funcționare diferite. În figura 2 se prezintă diagrama de timp pentru aceste trei semnale în cele patru cazuri. În primul caz semnalul T_A este un impuls cu durată pseudoaleatoare și perioadă de apariție fixă egală cu T_0, semnalul I_1 este un impuls cu durată fixă, scurtă și este plasat la începutul impulsului T_A, iar semnalul I_2 este un impuls scurt, de durată fixă, plasat la sfîrșitul impulsului T_A. Se poate observa că succesiunea obținută la ieșirea I_1 are perioadă fixă, T_0.

Succesiunea obținută la I_2 este caracterizată prin intervalele variabile pseudoaleatoare avînd valoarea medie egală cu T_0. Fiind pasat aleator în urma lui I_1, considerat de fază nulă, semnalul I_2 este un semnal cu fază aleatoare.

În cazul al doilea, notat cu I în figura 2, semnalele obținute la ieșirile I_1 și I_2 coincid și sînt impulsuri de durată fixă plasate pseudoaleator unele după altele.

Cazul al treilea, notat cu C în figura 2, oferă semnalele din primul caz cu deosebirea că acum semnalul T_A nu apare la perioadă fixă T_0, ci atunci cînd se aplică o comandă din exteriorul generatorului, prezentată în figură sub forma unor impulsuri C. Frecvența de comandare exterioară trebuie corelată cu valoarea cea mai mare pe care o poate avea lungimea impulsului T_A.

În cazul al patrulea, notat cu M în figura 2, se menține particularitatea prezentă în cazul al treilea, impulsul de comandă urmînd a fi dat prin apăsarea unui buton plasat pe panoul de comandă.

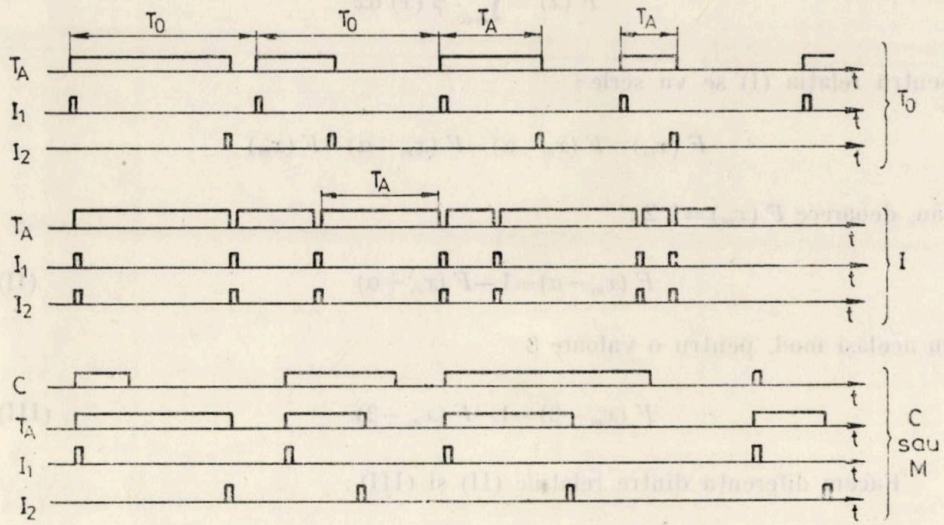


Fig. 2.

Generatorul construit cu schema prezentată mai sus furnizează semnale pseudoaleatoare cu distribuție simetrică cu parametrii reglabili în limite foarte largi. Astfel, perioada de repartiție T_0, se poate regla între limitele 200 μs și 39 600 s, valoarea fixă Δt_1 se poate regla între 7 μs și 19 800 s, iar valoarea maximă a intervalului Δt_2 se poate regla între 63 μs și 12 474 s.

Cu ajutorul unei cuple și a unui set de memorii fixe se poate introduce în generator orice distribuție simetrică dorim, parametrii acesteia, valoarea minimă, maximă, medie, urmînd a fi programați de pe panoul de comandă în limitele amintite mai sus.

Finețea de realizare a parametrilor aleatori, așa cum se arată în [2], este condiționată de construcția numărătoarelor care fixează diferitele intervale de timp și de frecvența generatorului G. Cu cît va fi mai mare numărătorul și mai mică p rioada τ, cu atît vor fi mai fin realizați parametrii distribuției. În generatorul construit, perioada T_0 și intervalele Δt_1 și Δt_2 se realizează cu pași de 1%, ceea ce asigură abateri maxime de 0,5% față de valoarea prescrisă a parametrilor.

ANEXA

Fie funcția densității de probabilitate $\varphi(x)$ simetrică cu valoarea medie x_m. Considerăm două zone de lățime egală cu α, situate sub curba $\varphi(x)$, delimitate de verticalele cu abscisele $x_m-\alpha$, x_m, $x_m+\alpha$. Din motive de simetrie, cele două zone au aceeași suprafață, adică :

$$\int_{x_m-\alpha}^{x_m} \varphi(x)\,dx = \int_{x_m}^{x_m+\alpha} \varphi(x)\,dx \qquad (I)$$

sau, utilizînd funcția de repartiție :

$$F(x) = \int_{-\infty}^{x} \varphi(x)\,dx$$

pentru relația (I) se va scrie :

$$F(x_m)-F(x_m-\alpha) = F(x_m+\alpha)-F(x_m)$$

sau, deoarece $F(x_m)=1\ 2$:

$$F(x_m-\alpha) = 1-F(x_m+\alpha) \qquad (II)$$

În același mod, pentru o valoare β

$$F(x_m-\beta) = 1-F(x_m+\beta) \qquad (III)$$

Facem diferența dintre relațiile (II) și (III) :

$$F(x_m-\alpha)-F(x_m-\beta) = F(x_m+\beta)-F(x_m+\alpha) \qquad (IV)$$

Considerăm pentru α valoarea :

$$\alpha = \frac{b-a}{2} - \sum_{i=1}^{k-1} (b-a)\, 2^{-i} y_i - (b-a)\, 2^{-(k-1)} \qquad (V)$$

În relația (V) scădem și adunăm $(b-a)$ în două forme diferite :

$$\alpha = \frac{b-a}{2} - \sum_{i=1}^{k-1} (b-a)\, 2^{-i} y_i - (b-a)\, 2^{-(k-1)} - (b-a) + (b-a)^{-1} + (b-a)^{-2} + \ldots$$

$$\ldots + (b-a)^{-(k-1)} + (b-a)^{-(k-1)}$$

adică după reducerea termenului $(b-a)^{-(k-1)}$ și includerea unor termeni într-o anumită sumă :

$$\alpha = \frac{b-a}{2} - (b-a) - \sum_{i=1}^{k-1} (b-a)\, 2^{-i} y_1 + \sum_{i=1}^{k-1} (b-a)\, 2^{-i}$$

și în final :

$$\alpha = -\frac{b-a}{2} + \sum_{i=1}^{k-1} (b-a)\, 2^{-i}\, (1-y_i) \qquad (IV)$$

Considerăm pentru β valoarea

$$\beta = \frac{b-a}{2} - \sum_{i=1}^{k-1} (b-a)\, 2^{-i}\, y_i \qquad (VII)$$

În această relație adunăm și scădem $(b-a)$ obținînd :

$$\beta = \frac{b-a}{2} - (b-a) - \sum_{i=1}^{k-1} (b-a)\, 2^{-i} y_i + \sum_{i=1}^{k-1} (b-a)\, 2^{-i} + (b-a)\, 2^{-(k-1)}$$

adică :

$$\beta = -\frac{b-a}{2} + \sum_{i=1}^{k-1} (b-a)\, 2^{-i}\, (1-y_i) + (b-a)\, 2^{-(k-1)} \qquad (VIII)$$

Vom rescrie relația (IV) punînd în partea stîngă a egalității în loc de α și β valorile date prin relațiile (V și VII), iar în partea dreaptă a egalității valorile date prin relațiile (VI și VIII). Știind că :

$$x_m = \frac{a+b}{2}$$

pentru relația (IV) se obține :

$$F\left[\frac{a+b}{2} - \frac{b-a}{2} + \sum_{i=1}^{k-1} (b-a)\, 2^{-i}\, y_1 + (b-a)\, 2^{-(k-1)}\right] -$$

$$-F\left[\frac{a+b}{2} - \frac{b-a}{2} + \sum_{i=1}^{k-1} (b-a)\, 2^{-i} y_i\right] =$$

$$=F\left[\frac{a+b}{2}-\frac{b-a}{2}+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}(1-y_i)+(b-a)\,2^{-(k-1)}\right]-$$

$$-F\left[\frac{a+b}{2}-\frac{b-a}{2}+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}(1-y_i)\right]$$

adică :

$$F\left[a+(b-a)\,2^{1-k}+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}y_i\right]-F\left[a+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}y_i\right]=$$

$$=F\left[a+(b-a)\,2^{1-k}+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}(1-y_i)\right]-F\left[a+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}(1-y_i)\right] \tag{IX}$$

Considerînd că partea stîngă a egalității (IX) este o funcție de valorile y_i notată $B(Y_1)$

$$B(Y_i)=F\left[a+(b-a)\,2^{1-k}+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}\,y_i\right]-F\left[a+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}\,y_i\right] \tag{X}$$

pentru relația (IX) rezultă :

$$B(Y_i)=B(1-y_i) \tag{XI}$$

Pentru $\beta=\alpha+(b-a)\,2^{-k}$ relația (IV) devine :

$$G[x_m-\alpha]-F[x_m-\alpha-(b-a)\,2^{-k}]=F[x_m+\alpha+(b-a)\,2^{-k}]-$$

$$-F[x_m+\alpha] \tag{XXII}$$

Scriind în partea stîngă a relației (XII) pentru α valoarea dată de relația (V), iar în partea dreaptă valoarea dată de relația (VI) se obține :

$$F\left[\frac{a+b}{2}-\frac{b-a}{2}+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}\,y_i+(b-a)\,2^{-(k-1)}\right]-$$

$$-F\left[\frac{a+b}{2}-\frac{b-a}{2}+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}\,y_i+(b-a)\,2^{-(k-1)}-(b-a)\,2^{-k}\right]=$$

$$=F\left[\frac{a+b}{2}-\frac{b-a}{2}+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}(1-y_i)+(b-y)\,2^{-k}\right]-$$

$$-F\left[\frac{a+b}{2}-\frac{b-a}{2}+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}(1-y_i)\right] \tag{XIII}$$

În partea stîngă a relației (XIII) adunăm și scădem

$$F\left[a+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}\,y_i\right]$$

și obținem după o reordonare :

$$F\left[a+(b-a)\,2^{1-k}+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}y_i\right]-F\left[a+\sum_{i=1}^{k-1}(b+a)\,2^{-i}y_i\right]-$$

$$-F\left[a+(b-a)\,2^{-k}+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}y_i\right]+F\left[a+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}y_i\right]=$$

$$=F\left[a+(b-a)\,2^{-k}+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}\,(1-y_i)\right]-F\left[a+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}\,(1-y_i)\right] \qquad \text{(XIV)}$$

Notăm :

$$A\,(1-y_i)=F\left[a+(b-a)\,2^{-k}+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}\,(1-y_i)\right]-$$

$$-F\left[a+\sum_{i=1}^{k-1}(b-a)\,2^{-i}\,(1-y_i)\right] \qquad \text{(XV)}$$

astfel încît pentru relația (XIV) ținînd cont și de relația (X) se obține :

$$B\,(y_i)-A\,(y_i)=A\,(1-y_i) \qquad \text{(XVI)}$$

BIBLIOGRAFIE

[1] Sobolewski J. S., Payne W. H., Pseudonoise with arbitrary amplitude distribution. I.E.E.E. Trans. Comput. vol. C-21, nr. 4, aprilie 1972

[2] STOICA V., Generator de impulsuri cu fază și/sau durată pseudoaleatoare cu distribuție gaussiană. Electrotehnica, Electronica, Automatica, București, anul 21, nr. 2, iunie 1977.

[3] Stioca V., Générateur d'impulsions á phase et/ou durée pseudoaléatoires á distribution constante. Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic Timișoara, Tom 22 (36), fascicola 1, 1977.

[4] E. Petriu, I. Naforniță, Generarea numerelor pseudoaleatoare cu lege de distribuție simetrică. Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic Timișoara Tom 22 (36), fascicola 1, 1977.

PSEUDORANDOM TIME INTERVALS PROGRAMMABLE GENERATOR

ABSTRACT

An algorithm for bit by bit generation of pseudorandom values with simetric p.d.f., for time intervals is prezented. According thin algorithm, is described a hardware structure for generating pseudorandom time intervals.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

ASUPRA PROIECTĂRII UNOR FILTRE ACTIVE TRECE BANDA

DE

GH. GHERMAN, I. PFEIFFER

1. **Introducere.** În literatura de specialitate sînt prezentate relaţiile de proiectare ale filtrelor active trece bandă (*FATB*) cu sursă de tensiune comandată (*STC*) şi cu convertor de impedanţă negativă (*CIN*), datele iniţiale fiind frecvenţa de acord f_0 şi factorul de calitate Q [1], [2]. În aceste condiţii, pentru factorul de transfer H_0 al tensiunii la frecvenţa de acord rezultă o valoare dependentă de factorul de calitate impus. În lucrare se prezintă relaţiile de proiectare ale filtrelor menţionate în care *STC* şi *CIN* sînt realizate cu cîte un amplificator operaţional (*AO*), în ipoteza că se cere filtrului o prelucrare suplimentară a semnalului, prin impunerea şi a factorului de transfer H_0 al tensiunii.

2. **FATB cu STC.** Se consideră că STC cu *AO* este un amplificator de tensiune neinversor, avînd schema din fig. 1 şi factorul de transfer al tensiunii

$$h=1+\frac{R_i}{R_r}. \tag{1}$$

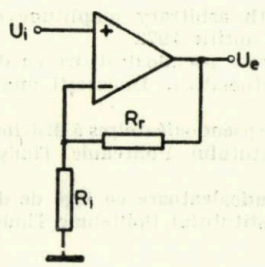


Fig. 1.

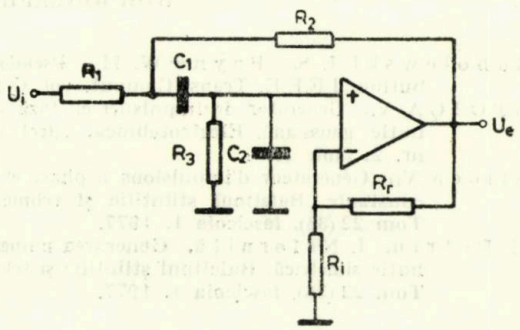


Fig. 2.

În ipoteza că *AO* este ideal, *FATB* cu *STC* din fig. 2 prezintă un factor de transfer al tensiunii dat de relaţia

$$H(s)=\frac{\dfrac{h}{R_1C_2}s}{s^2+\left[\dfrac{1}{R_1C_1}+\dfrac{1}{R_1C_2}+\dfrac{1}{R_2C_1}+\dfrac{1}{R_2C_2}-(h-1)\dfrac{1}{R_2C_2}\right]s+\dfrac{1}{R_3C_1C_2}\left(\dfrac{1}{R_1}+\dfrac{1}{R_2}\right)}. \tag{2}$$

Întrucît un filtru de tip trece bandă trebuie să aibe un factor de transfer al tensiunii de forma

$$H(s) = \frac{H_0 \alpha \omega_0 s}{s^2 + \alpha \omega_0 s + \omega_0^2}, \tag{3}$$

unde

$$\omega_0 = 2\pi f_0, \tag{4}$$

iar

$$\alpha = \frac{1}{Q}, \tag{5}$$

pentru o atenuare de 3 *dB* la limitele benzii de trecere, rezultă prin identificare din relaţiile (2) şi (3):

$$\begin{cases} \dfrac{h}{R_1 C_2} = \dfrac{H_0 \omega_0}{Q} \\ \dfrac{1}{R_1 C_1} + \dfrac{1}{R_1 C_2} + \dfrac{1}{R_2 C_1} + \dfrac{1}{R_3 C_2} - (h-1)\dfrac{1}{R_3 C_2} = \dfrac{\omega_0}{Q} \\ \dfrac{1}{R_3 C_1 C_2}\left(\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_2}\right) = \omega_0^2. \end{cases} \tag{6}$$

Între parametrii R_1, R_2, R_3, C_1, C_2 şi h existînd numai trei relaţii, se pot impune tr i condiţii. Astfel, e poate alege

$$C_1 = C_2 = C, \tag{7}$$

de o valoare convenabilă şi se poate impune

$$R_1 = R_2 = R. \tag{8}$$

Dacă se notează

$$\omega_0 C = g, \tag{9}$$

din sistemul (6) rezultă

$$R_3 = \frac{H_0 + 1 \pm \sqrt{(H_0+1)^2 - 8Q^2}}{4gQ}. \tag{10}$$

Se observă că rezistenţa R_3 este reală numai dacă

$$H_0 + 1 \geq 2\sqrt{2}\, Q. \tag{11}$$

Datele iniţiale nu pot fi deci impuse arbitrar. Mai departe se obţine

$$R = \frac{2}{g^2 R_3} \tag{12}$$

şi

$$h = \frac{2H_0}{gQR_3}, \tag{13}$$

de unde

$$\frac{R_i}{R_r} = \frac{2H_0}{gQR_3} - 1. \tag{14}$$

Valoarea ce rezultă pentru H_0 conform relațiilor din [1] este mai mare decît cea corespunzătoare egalității din relația (11).

3. **FATB cu CIN.** Dacă schema *CIN* cu *AO* este cea din fig. 3, *FATB* cu *CIN* are schema din fig. 4. Considerînd *AO* ideal, rezultă un factor de transfer al tensiunii pentru filtrul din fig. 4 de forma

$$H(s) = \frac{\frac{k}{R_1C_2}s}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_2C_2} - \frac{k}{R_1C_2}\right)s + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}. \tag{15}$$

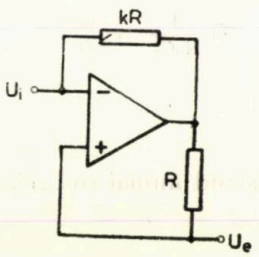


Fig. 3.

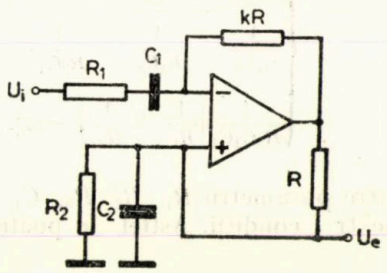


Fig. 4.

Comparînd relațiile (3) și (15), rezultă prin identificare:

$$\begin{cases} \dfrac{k}{R_1C_2} = \dfrac{H_0\omega_0}{Q} \\ \dfrac{1}{R_1C_1} + \dfrac{1}{R_2C_2} - \dfrac{k}{R_1C_2} = \dfrac{\omega_0}{Q} \\ \dfrac{1}{R_1R_2C_1C_2} = \omega_0^2. \end{cases} \tag{16}$$

Se pot impune două condiții parametrilor R_1, R_2, C_1, C_2 și k. Dacă se alege

$$C_1 = C_2 = C, \tag{17}$$

C fiind arbitrar, atunci din sistemul (16) rezultă

$$R_1 = \frac{H_0 + 1 \pm \sqrt{(H_0+1)^2 - 4Q^2}}{2gQ}, \tag{18}$$

cu g dat de relația (9).

Pentru ca rezistența R_1 să fie reală, trebuie ca

$$H_0 \geq 2Q - 1. \tag{19}$$

Mai rezultă

$$R_2 = \frac{1}{g^2 R_1} \tag{20}$$

și

$$k = \frac{g H_0 R_1}{Q} . \tag{21}$$

Conform relațiilor din [1], pentru H_0 rezultă o valoare ce corespunde egalității din relația (19).

4. **Verificarea relațiilor de proiectare.** Relațiile de proiectare deduse pentru cele două tipuri de *FATB* se reduc la cele prezentate în [1] cînd pentru H_0 se impune valoarea calculată conform relațiilor din [1].

Pe baza relațiilor deduse s-a proiectat întîi un *FATB* cu *STC* cu următoarele date inițiale : $f_0 = 150$ Hz, $Q = 25$ (banda de trecere $B = 6$ Hz), $H_0 = 120$ (41,6 dB.). S-a ales $C_1 = C_2 = 63{,}79\,nF$ și au rezultat $R_1 = R_2 = 15{,}18\,k\Omega$ (145,85$k\Omega$), $R_3 = 36{,}46\,k\Omega$ (3,79 $k\Omega$), $h = 3{,}65$ (35,07). Schema s-a realizat cu elemente selectate avînd parametri cu valorile primei variante, utilizînd un *AO* de tip *TBA* 222. Rezultatele experimentale obținute au fost foarte apropiate de cele impuse : $f_0 = 149$ Hz, $B = 5$ Hz, $H_0 = 114$ (41,1 dB).

Similar s-a proiectat și experimentat apoi un *FATB* cu *CIN*, obținîndu-se de asemenea rezultate foarte apropiate de cele impuse.

5. **Concluzii.** *FATB* cu *STC* și *CIN* pot fi proiectate pe baza relațiilor deduse în lucrare astfel încît să se asigure o valoare impusă factorului de trasfer al tensiunii la frecvența de acord. Datele inițiale nu pot fi impuse arbitrar, ele trebuind să satisfacă relațiile (11) sau (19).

BIBLIOGRAFIE

[1] Bulucea C., Vais M., și PROFETA H., *Circuite integrate liniare*. Editura tehnică, București, 1976, p. 233–237.
[2] Damaye R., *L'amplificateur operationnel*. Editions Radio, Paris, 1974, p. 214–235.

ÜBER DIE PROJEKTIERUNG EINIGER AKTIVER BANDFILTER

ZUSAMMENFASSUNG

In dieser Arbeit werden die Projektierungsformeln für aktive Bandfilter mit gesteuerter Spannungsquelle und mit negativem Impedanzwandler, welche mit Operationsverstärkern realisiert sind, abgeleitet. Ausser der Abstimmfrequenz und dem Gütefaktor wird auch der Spannungsübertragungsfaktor bei der Abstimmfrequenz als Ausgsgangrösse bestimmt.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) Fascicola 2—1979

DISPOZITIVUL DE COMANDĂ, REGLARE ŞI CONTROL AL MAŞINII ELECTRICE DE MICĂ ŞI MEDIE PUTERE CU COMUTAŢIE STATICĂ. BLOCUL FORMATOR DE IMPULSURI ŞI DE CONTROL AL UNGHIULUI γ

DE

M. E. TĂNASE

Acţionările electromecanice cu viteză constantă şi redusă, 125—1 000 rot/min, utilizează tot mai mult motoarele sincrone. Ele prezintă anumite avantaje, comparativ cu motoarele asincrone, dar şi dezavantaje [1]. Maşina electrică sincronă cu comutaţie statică elimină o serie de dezavantaje şi permite reglarea cuplului cu menţinerea constantă a turaţiei prescrise [3].

În fig. 1 se prezintă schema bloc principală a maşinii electrice de mică putere cu comutaţie statică, menită a comanda acţionările cu motoare sincrone de tip reactiv sau cu magneţi permanenţi [2]. Concepţia dispozitivului de comandă, reglare şi control este originală, atît ca structură cît şi ca realizare concretă a circuitelor cu funcţii şi performanţe impuse.

Pentru alimentarea comandată a maşinilor electrice de mică şi medie putere este mai rentabilă folosirea unui cicloconvertor monofazat [3]. Comparativ cu comutatorul static constituit din redresor comandat şi invertor

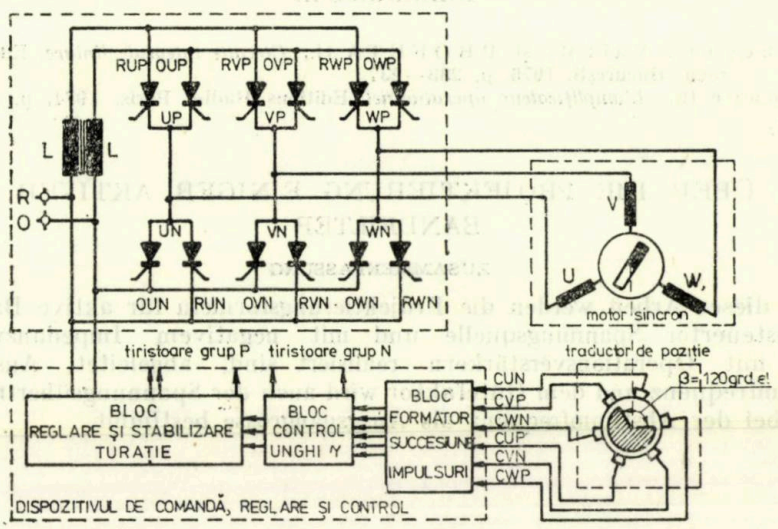


Fig. 1. Schema bloc principală a maşinii electrice de mică putere cu comutaţie statică.

trifazat, cicloconvertorul monofazat necesită un număr mai mic de componente atît pe partea de forță, cît mai ales pentru partea de comandă.

Din funcționarea cicloconvertorului, a cărui tratare detaliată raportată la mașina electrică în cauză nu face obiectul acestei lucrări, se reține succesiunea de trenuri de impulsuri pentru comanda celor 6 grupe de tiristoare, succesiune redată în fig. 2 [3].

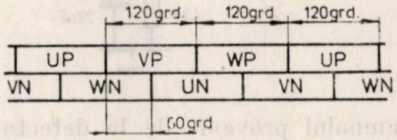


Fig. 2. Succesiunea de trenuri de impulsuri pentru comanda cicloconvertorului.

Comanda prin defazare a tiristoarelor din grupa P — comandă sincronizată cu alternanța pozitivă, respectiv negativă, a tensiunii de alimentare — permite reglarea turației mașinii pînă la valoarea prescrisă. Repartitorul impulsurilor de comandă este cuprins în blocul de reglare și stabilizare a turației.

Prin corelarea blocului de comandă a reglării cuplului mașinii electrice — blocul de control unghi γ cu blocul de reglare a turației, se realizează un sistem ce stabilizează turația la valoarea prescrisă. (Reglarea cuplului mașinii electrice atrage după sine modificarea turației).

Bloc formator succesiune impuluri. Traductorul de poziție indicat în fig. 1 generează șase semnale modulate îm amplitudine prin variația întrefierului în dreptul fiecăruia din cele 6 sesizoare inductive. Blocul formator de succesiune impulsuri separă semanalul modulator de semnalul modulat prin circuitul detector de vîrf și formează succesiunea necesară de impulsuri dreptunghiulare de 120 grade electrice prin circuitele TS corelate ca în fig. 3.

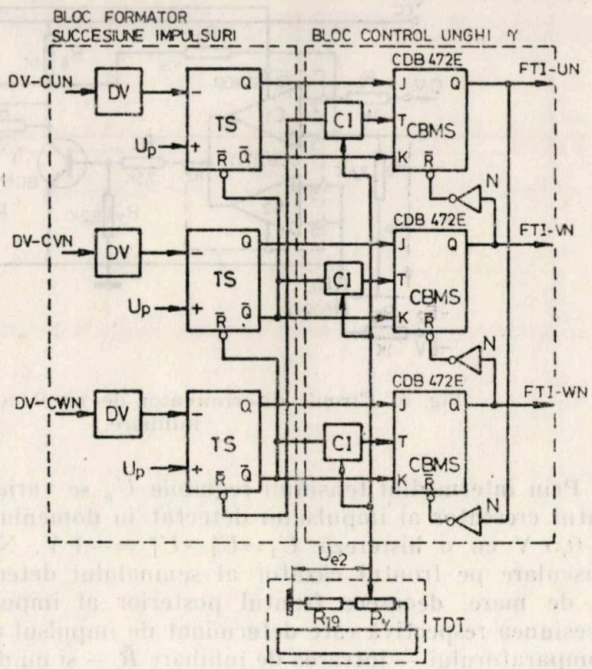


Fig. 3. Schema bloc principială a formatorului succesiunii de impulsuri de comandă și blocului de control unghi.

Detecția semnalului modulator s-a realizat cu un detector cu diodă serie, ca în fig. 4. Dimensionarea montajului s-a făcut ținînd cont că semnalul modulat are frecvența f=2 000 Hz.

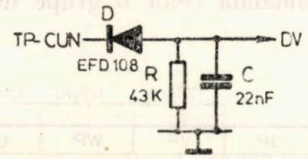


Fig. 4. Deterctorul de vîrf.

Semnalul provenit de la detectorul de vîrf are formă trapezoidală cu următoarele inconveniente : panta frontului crescător este mică ; panta frontului descrescător este mai mică ca a frontului crescător ; durata totală a impulsului trapezoidal este mai mare de 120 grade electrice.

Se impune realizarea unui circuit *TS* ca discriminator de nivel cu histerezis, pentru evitarea indeciziei de comparare și cu inhibare, pentru ca, frontul crescător al impulsului dreptunghiular format pe canalul *VN*, de exemplu, să impună frontul căzător al impulsului dreptunghiular format pe canalul *UN* (fig. 3). Pentru a ține cont și de neidentitatea elementelor inductive sesizoare, tensiunea prag de declanșare a frontului crescător, U_p, trebuie să fie reglabilă independent la fiecare circuit *TS*. În acest mod, cu operații simple de reglare, se poate obține succesiunea corectă de impulsuri dreptunghiulare cu durata de 120 grade electrice.

Pentru circuitul discriminator de nivel cu histerezis și inhibare s-a conceput montajul din fig. 5, avînd la bază circuitul CLB 2 711 cu proprietățile descrise în [4].

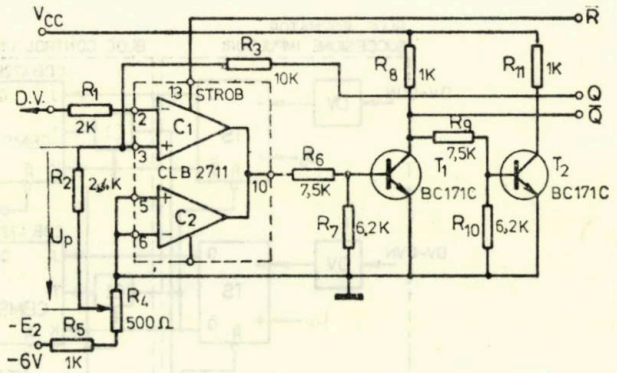


Fig. 5. Circuit discriminator de nivel cu histerezis și inhibare.

Prin intermediul tensiunii reglabile U_p se variază pragul de basculare pe frontul crescător al impulsului detectat în domeniul $U'_{1min}=-1{,}5$ V, $U'_{1max}=-0{,}5$ V cu o histereză $U_1=U'_1-U''_1=-1$ V. Nivelul U''_1 este pragul de rebasculare pe frontul căzător al semnalului detectat. S-a ales o histereză atît de mare, deoarece frontul posterior al impulsului dreptunghiular din succesiunea respectivă este determinat de impulsul aplicat la intrarea de strob a comparatorului — intrarea de inhibare $\bar{R}$ — și nu de pragul de rebasculare U'_1.

Prin realizarea discriminatorului de nivel cu histereză se elimină și posibilitatea indeciziei comparatorului. Impunînd condițiile de prag de basculare, prag de rebasculare și valoare histerezis, prin proiectare, au rezultat valorile indicate în fig. 5 pentru componente.

Blocul de control unghi γ. Se notează prin γ unghiul dintre faza tensiunii electromotoare indusă în una din înfășurările statorului și faza curentului prin acea înfășurare. Reglarea unghiului γ duce la varierea cuplului mașinii electrice. Reglarea se poate face prin rotirea traductorului de poziție.

Blocul de control unghi γ realizează rotirea echivalentă a traductorului de poziție, traductorul propriu-zis rămînînd mecanic fix. Concepția blocului de control unghi γ, pe cale pur electronică, constituie o contribuție la realizarea dispozitivelor de comandă a comutatoarelor statice pentru acționări electromecanice.

Blocul de control unghi γ este constituit din circuitul de întîrziere *CI*, circuitul basculant integrat master-slave CBMS și traductorul durată-tensiune (fig. 3). Circuitul de întîrziere are rolul de a genera un tren de impulsuri de tact sincrone cu cele din trenul de impulsuri $Q-TS$. Frontul căzător al impulsului de tact este întîrziat față de frontul crescător cu unghiul impus γ (fig. 7) ; el comandă deci transferul informației $Q-TS$ din master în slave cu întîrzierea γ. Prin ștergerea circuitului basculant bistabil *CBMS* la $\bar{R}$ ca în fig. 3, se obține pe fiecare canal un tren de impulsuri dreptunghiulare de 120 grade electrice întîrziat, față de cel obținut de la traductorul de poziție, cu unghiul γ.

Blocul de control unghi γ pentru canalele *UP*, *VP*, *WP* este identic cu cel descris anterior.

Pentru circuitul de întîrziere s-a conceput montajul din fig. 6, iar formele de undă, ce descriu funcționarea, sînt redate în fig. 7.

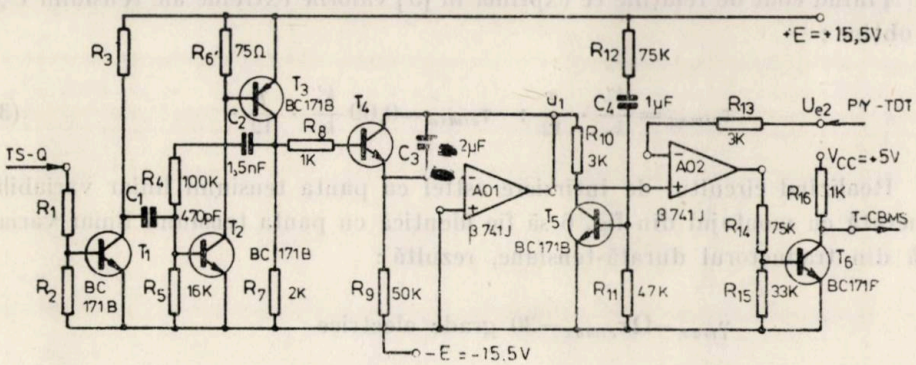


Fig. 6. Circuitul de întîrziere pentru generarea impulsului de tact.

Tranzistoarele T_2 și T_3 formează un monostabil cu rolul de a genera un impuls îngust, sincron cu frontul crescător al impulsului din trenul de impulsuri $Q-TS$, pentru a comanda descărcări rapide a condensatorului C_3. Amplificatorul operațional *AO2* îndeplinește funcția de comparator între tensiunea liniar crescătoare, generată de integratorul realizat cu *AO1* și tensiunea U_{e2} provenită de la traductorul durată-tensiune TDT [5, fig. 3].

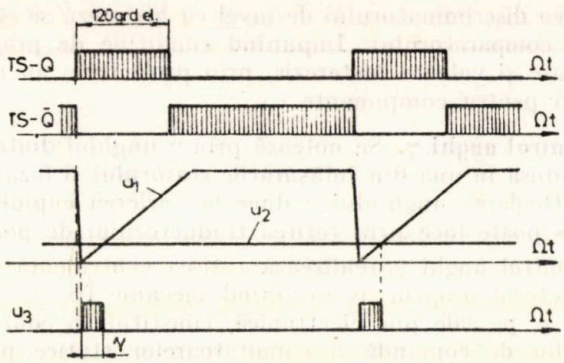


Fig. 7. Formele de undă la circuitul de întîrziere *CI*

Alegînd în mod corespunzător constanta de integrare, tensiunea u_1 se poate exprima cu relaţia :

$$u_1 = \frac{1}{k'_r} \cdot t \tag{1}$$

Durata impulsului din tensiunea u_3 este :

$$\tau_{ci} = k'_r \cdot U_{e2} \tag{2}$$

Ţinînd cont de relaţiile ce exprimă în [5] valorile extreme ale tensiunii U_{e2} se obţine :

$$\tau_{cimax} = \frac{k'_r}{k_r} \cdot \frac{T}{12} \; ; \quad \tau_{cimin} = 0{,}09 \frac{k'_r}{k_r} \cdot \frac{T}{12} \cdot \tag{3}$$

Realizînd circuitul de întîrziere astfel ca panta tensiunii liniar variabilă generată cu montajul din fig. 6 să fie identică cu panta tensiunii liniar variabilă din traductorul durată-tensiune, rezultă :

$$\gamma_{max} = \Omega \tau_{cimax} = 30 \text{ grade electrice}$$

$$\gamma_{min} = \Omega \tau_{cimin} = 2{,}7 \text{ grade electrice.}$$

Din punctul de vedere al utilizatorului maşinii sincrone, plaja de reglare a unghiului γ este suficientă. La cerinţă, plaja poate fi extinsă prin extinderea valorii U_{e2max} [5].

Pentru poziţionarea corectă a circuitului basculant bistabil *CBMS* la pornire, se generează un impuls de tact artificial cu ajutorul elementelor T_5, R_{12}, C_4, R_{11}.

Concluzii. Blocul formator succesiune impulsuri și blocul control unghi γ a fost realizat concret, cu circuitele mai sus prezentate. Experimentat cu un traductor de poziție, conceput și montat în laboratorul de mașini speciale, circuitele au realizat cu corectitudine funcțiile impuse.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kelemen A., Imecs M., Mutatoare, București, România, Editura didactică și pedagogică, 1978.

[2] Atanasiu Gh., Mașini electrice speciale, Timișoara, România, Litografia I.P. Traian Vuia, 1976.

[3] Maeno T., Kabata M., A. C. Comutatorless and Brushless Motor, I.E.E. Transactions Apparatus and Systems, July-August, 1972.

[4] Bulucea C., Vais M., Profeta M. Circuite integrate liniare, București, România, Editura tehnică, 1975.

[5] Tănase M. E., Răcășan Gh. Traductor durată-tensiune pentru reglarea cuplului și stabilizarea turației la mașina electrică. Buletinul științific I.P. Traian Vuia Timișoara, Nr. 2, 1979, pg. 178.

STEUER, REGEL UND KONTROLLEVORRICHTUNG DER ELEKTRISCHEN MASCHINE MIT KLEINER UND MITTLERER LEISTUNG MIT STATISCHER KOMMUTIERUNG. DER IMPULS BILDENDE BLOCK UND DIE KONTROLLE DES WINKELS γ

ZUSAMMENFASSUNG

Die Arbeit umfasst eine strukturelle Beschreibung der elektrischen Maschine mit kleiner und mitterer Leistung mit statischer Kommutierung. Hervorgehoben wird die Konzeption der Stener, Regel und Kontrollevorrichtung. Gezeigt werden die Vorteile der für diese Vorrichtung vorgeschlagenen Struktur.

Von den strukturellen Blocks der Steuer, Regel und Kontrollevorrichtung wird ausführlich die Konzeption des Impulssukzession bildenden Blocks für die Stenerung der Tiristoren und des Winkels γ gezeigt. Weitläufig besprochen wird der Regeldiskriminationskreis mit Hysteresis und Blockierung und der Kreis für die Verzögerung mit dem Winkel γ der ganzen Impulssukzession. Die Konzeption dieser beiden Kreise ist originell und die Realisierung des γ Winkel-Kontrolleblocks in der vorgeschlagenen Form ist der Beitrag des Verfassers zur Regelung des Drehmoments durch rein eletronische Steuerung.

Die beschriebenen Kreise wurden getestet und die experimentellen Ergebnisse haben die vom Verfasser vorgeschlagene Lösung bestätigt.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
ELECTROTEHNICĂ
Tom 24 (38) Fascicola 2—1979

TRADUCTOR DURATĂ-TENSIUNE PENTRU REGLAREA CUPLULUI ŞI STABILIZAREA TURAŢIEI LA MAŞINA ELECTRICĂ

DE
M. E. TANASE, GH. RACAŞAN

Acţionările electromecanice reglabile impun crearea de posibilităţi tehnice de variaţie a cuplului maşinii electrice şi de menţinere a turaţiei la o valoare prescrisă. Folosirea convertizorului static tiristorizat pentru alimentarea maşinii electrice permite reglarea unghiului intern γ, deci a cuplului, prin rotirea corespunzătoare a traductorului de poziţie — parte integrantă a blocului de comandă, reglare şi control.

Se poate realiza electronic o rotire echivalentă a traductorului de poziţie — traductorul de poziţie propriu-zis rămîne mecanic fix — utilizîndu-se ca mărime de comandă o tensiune continuă dependentă liniar de perioada de rotaţie a motorului electric.

Se prezintă în continuare un traductor durată-tensiune de concepţie originală, realizat cu componente electronice moderne de producţie indigenă; el poate fi utilizat atît pentru rotirea echivalentă a traductorului de poziţie cît şi pentru regulatorul de menţinere a turaţiei maşinii electrice la valoarea prescrisă. Avantajele circuitului vor fi evidenţiate pe parcurs.

Principiul de funcţionare. Schema bloc principală a traductorului durată-tensiune este prezentată în fig. 1. Conţine un integrator *I*, un convertor tensiune durată *CTD* în buclă de reacţie negativă pentru integrator şi un formator-sumator *S*.

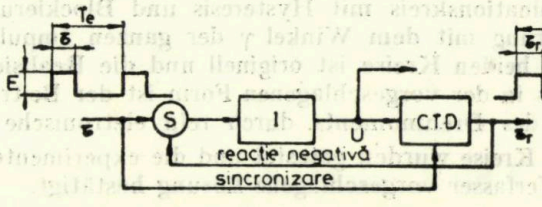


Fig. 1. Traductor durată-tensiune. Schema bloc principială.

Se notează cu τ şi T_c — durata şi perioada de repetiţie a impulsurilor de intrare, cu U — tensiunea de la ieşirea integratorului I şi cu τ_r — durata impulsurilor la ieşirea convertorului tensiune-durată impuls.

Convertorul tensiune-durată impuls se poate realiza cu o funcţie de transfer practic liniară [3]

$$\tau_r = k_r \cdot U \tag{1}$$

și poate fi sincronizat de frontul crescător al impulsurilor de intrare; rezultă că, impulsurile cu durată τ_r au perioada de repetiție tot T_c. Dacă și impulsurile de intrare și cele de reacție au amplitudinea E (fig. 1), la intrarea integratorului apare un semnal cu durata

$$a=\tau-\tau_r \tag{2}$$

și cu amplitudinea sign $(a)\cdot E$.

Tensiunea de la ieșirea integratorului se obține cu relația:

$$U=\frac{1}{\tau_i}\int_0^{|a|}\text{sign}\,(a)\cdot E\cdot dt=\text{sign}\,(a)\cdot\frac{E}{\tau_i}\cdot|a|+U_0 \tag{3}$$

unde τ_i este constanta de timp a integratorului.

Variația tensiunii la ieșirea integratorului este

$$\Delta U=\text{sign}\,(a)\cdot k_i\cdot|a|=k_i\cdot a \tag{4}$$

unde k_i este valoric o constantă și reprezintă raportul

$$k_i=\frac{E}{\tau_i} \tag{5}$$

Deoarece convertorul tensiune-durată este în bucla de reacție negativă a integratorului, circuitul tinde a realiza anularea variației de tensiune ΔU.

$\Delta U=0$ numai dacă $a=0$, adică $\tau=\tau_r$; rezultă:

$$U=\frac{1}{k_r}\cdot\tau \tag{6}$$

Relația (6) demonstrează liniaritatea funcției de transfer a traductorului tensiune-durată și stă la baza proiectării circuitului electronic concret.

Dacă la momentul t_1 durata τ a impulsului de intrare devine τ', conform relației (4), se produce o variație a tensiunii la ieșirea integratorului, ceea ce atrage după sine o variație a duratei impulsului de reacție:

$$\Delta\tau_r=k_r\cdot\Delta U'=k_r\cdot k_i\cdot a' \tag{7}$$

cu $a'=\tau'-\tau_r$.

La sosirea celui de-al doilea impuls cu durata τ',

$$\Delta U''=k_i\cdot a''=k_i\,[\tau'-(\tau_r+\Delta\tau_r)]=a'\,(1-k_rk_i) \tag{8}$$

Dacă circuitul electronic concret se realizează astfel încît

$$k_r\cdot k_i=1 \tag{9}$$

atunci, abaterea duratei impulsului de reacție, deci și variația tensiunii de ieșire a integratorului, se anulează în prima perioadă. În fig. 2 se prezintă cazul anulării abaterii în a doua perioadă.

Intrarea traductorului durată-tensiune poate fi atacată de unul din trenurile de impulsuri ale succesiunii generate cu traductorul de poziție; perioada T de rotație a rotorului mașinii electrice este

$$T=mT_c \tag{10}$$

unde „m" reprezintă o constantă ce carcterizează tipul de traductor de poziție folosit.

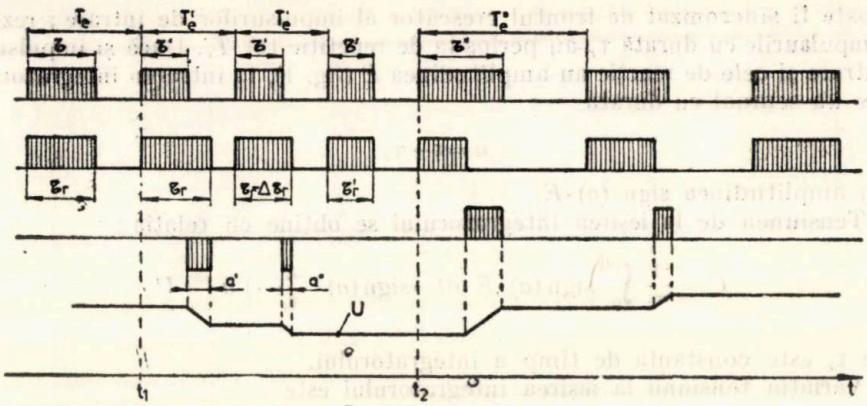


Fig. 2. Principalele forme de undă în funcționarea traductorului durată-tensiune.

Trenul de impulsuri generat cu traductorul de poziție prezintă un factor de umplere k_u constant indiferent de valoarea perioadei de repetiție :

$$k_U = \frac{\tau}{T_e} \tag{11}$$

Ținînd cont de relațiile (6, 10, 11) rezultă

$$U = \frac{k_U}{k_r} \cdot \frac{T}{m} = k' \cdot T \tag{12}$$

Relația (12) arată că, folosind impulsurile provenite de la traductorul de poziție, traductorul durată-tensiune asigură la ieșire o tensiune dependentă liniar de perioada de rotație a rotorului mașinii electrice.

Traductorul durată-tensiune poate fi folosit în bucla de reacție a unui regulator ce menține turația constantă la variațiile cuplului sau tensiunii de alimentare. Frecvența maximă a variațiilor de turație trebuie să îndeplinească condiția de eșantionare

$$f_{mmax} < \frac{1}{2} \cdot f_e = \frac{m}{2} \cdot \frac{1}{T} \cdot \tag{13}$$

Dacă se asigură utilizarea unui traductor de poziție cu „m“ mare, traductorul durată-tensiune permite urmărirea de variații rapide ale turației, indiferent de cauze.

Realizarea practică. În fig. 3 este prezentat traductorul durată-tensiune ce folosește ca semnal de intrare u_1 tensiunea de ieșire de la traductorul de poziție realizat pentru comutația statică a mașinii electrice sincrone, cu următoarele caracteristici :

$$m = 3 \; ; \; k = 0{,}5 \; ; \; f_{cmin} = 5 \text{ Hz} \; ;$$

$$T_{cmin} = 200 \text{ ms} \; ; \; f_{cmax} = 150 \text{ Hz} \; ; \; T_{cmax} = 6{,}6 \text{ ms}.$$

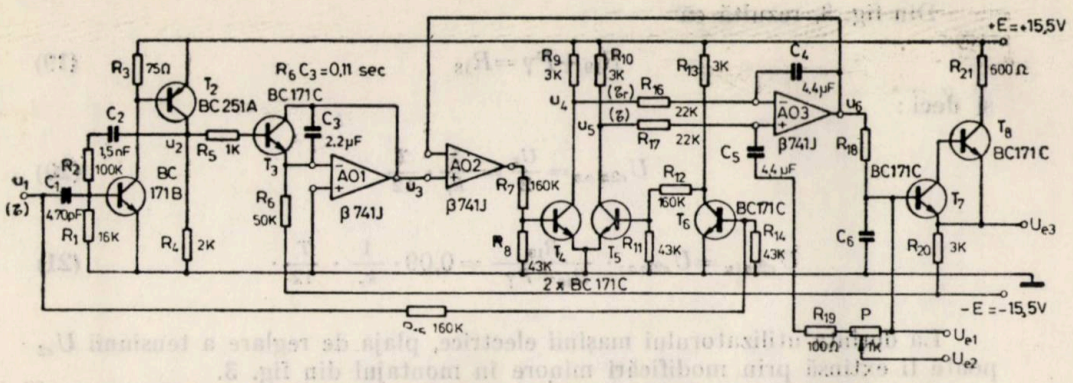


Fig. 3. Traductor durată-tensiune. Schema electrică desfășurată.

Convertorul tensiune-durată este format din amplificatorul operațional $AO1$ în montaj de integrator Miller [2] și amplificatorul operațional $AO2$ în montaj de comparator [1]. Ținîndu-se cont de caracteristicile traductorului de poziție s-a ales constanta de integrare

$$\tau_{ir} = C_3 \cdot R_6 = 110 \text{ milisecunde} \tag{14}$$

Rezultă :

$$k_r = \frac{\tau_{ir}}{E} = \frac{0{,}11}{15{,}5}. \tag{15}$$

Integratorul I (fig. 1) este constituit din amplificatorul operațional integrator $AO3$, iar sumatorul-formator S este realizat cu tranzistoarele bipolare cu joncțiuni T_4, T_5 și T_6 cu rezistențele aferente.

Sincronizarea convertorului tensiune-durată cu frontul crescător al impulsului din semnalul u_1 se realizează cu monostabilul format din tranzistoarele bipolare cu joncțiuni T_1 și T_2 și tranzistorul T_3 de descărcare rapidă a condensatorului C_3. Durata cursei inverse a tensiunii liniar variabile este 66 μsec, deci aproximativ 2% din durata minimă a lui τ.

Conform relației (12), tensiunea de ieșire a integratorului se poate exprima cu dependența liniară

$$U_6 = \frac{k}{6 \cdot k_r} \cdot T \tag{16}$$

Deoarece

$$\frac{U_{6\,max}}{U_{6\,min}} = \frac{T_{max}}{T_{min}} = 30 \tag{17}$$

integratorul cu $AO3$ a fost astfel proiectat încît tensiunea minimă de ieșire, U_{min}, să fie mai mare ca tensiunile de zgomot ale integratorului. S-a ales

$$U_{6max} = 14 \text{ V} ; \; U_{6min} = 0{,}46 \text{ V} \tag{18}$$

Tensiunea de ieșire U_{e2} este folosită pentru comanda reglării unghiului intern al mașinii, γ, iar tensiunea U_{e3} este utilizată în circuitul de control automat și reglare a tu.ației. Potențiometrul P este gradat în diviziuni de unghi electric γ (radiani).

Din fig. 3, rezultă că

$$R_{19}+P\gamma=R_{18} \tag{19}$$

și deci :

$$U_{e2max}=\frac{U_6}{2}=\frac{1}{k_r}\cdot\frac{T}{12} \tag{20}$$

$$U_{e2min}=U_{e2max}\cdot\frac{R_{19}}{R_{19}+P\gamma}=0{,}09\cdot\frac{1}{k_r}\cdot\frac{T}{12}\cdot \tag{21}$$

La dorința utilizatorului mașinii electrice, plaja de reglare a tensiunii U_{e2} poate fi extinsă prin modificări minore în montajul din fig. 3.

Traductorul durată-tensiune concret prezentat în fig. 3 *a* a fost încercat și rezultatele experimentale au confirmat justețea soluției tehnice alese.

BIBLIOGRAFIE

[1] Bulucea C., Vais M., Profeta H, Circuite integrate liniare. București, România, Editura Tehnică, 1975.

[2] Herșcovici H., Circuite integrate în aparatura de automatizare. București, România, Editura Tehnică, 1976.

[3] * * * Philbrick. Operational amplifiers. 1974.

ZEIT-SPANUNNGSUMSETZER

ZUSAMMENFASSUNG

In dieser Arbeit wird das Blockschema einer elektronischen Schaltung präsentiert welche eine Gleichspannung erzeugt, die von der Umlaufzeit des Ankers einer elektrischen Maschine linear abhängig ist. Diese schaltung kann sowohl zur Regelung des Innenwinkels γ der Maschine als auch Verfolgungsstromkreis zur Stabilisierung auf um vorgeschriebene Drehzahl verwendet werden.

Es wird ein Zeit-spannungsumsetzer vorgestellt, welcher entworfen wurde um mit Signalen zu arbeiten, die von einem Positionswandler erzeugt werden. Der Positionswandler befindet sich im Steuerblock eines Zykloinverters. Die experimentellen Ergebnisse sind im Einklang mit den theoretischen Berechnungen.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic Traian „Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

AN ALGORITHM FOR COMPUTING CORRELATIONS

BY

E. PETRIU

Abstract. A new algorithm for computing correlations is proposed. The algorithm uses the delta modulation for both input signals. No multiplications, only addition/substraction and up/down counting operations are required to be performed in real time. The algorithm requires fewer additions /substractions than any other known algorithm using delta modulation. A parallel hardware model was conceived for his implementation.

1. **Introduction.** The reduction of multiplication operations required commonly[1] in correlations computation is very important for time and equipment saving. A similar importance has the reduction of delay line complexity. Watts[2] has proposed an algorithm which resolves both problems, using delta modulation for an input signal.

A new algorithm using delta modulation for both input signals is now proposed. An important reduction in the number of the additions/substractions results in comparision with Watts' algorithm, these being replaced by simpler up-down counting operations.

2. **Proposed algorithm.** Let well known expression[1] for correlation function of a block of sampled, amplitude-quantised data :

$$R_{xy}(m) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^{N} x'_k \cdot y'_{k-m} \tag{1}$$

where :

$m = 0, 1, \ldots, M-1$ is the lag number ;

N is the number of samples paires averaged for each value of correlation function ;

x'_k and y'_{k+m} are the running amplitude-quantised samples from the imput signals $x(t)$ and $y(t)$.

Let $DR_{xy}(m)$ be the difference between two consecutive values correlation function :

$$DR_{xy}(m) = R_{xy}(m) - R_{xy}(m-1) ; \tag{2}$$

Substituting $R_{xy}(m)$ from relation (1) into relation (2) we obtain :

$$DR_{xy}(m) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^{N} x'_k \cdot (y'_{k-m} - y'_{k-m+1}) ; \tag{3}$$

Supposing that sampling rate is sufficient large that the difference between any two succesive samples to be less or equal than quantisation step „q", the hypothesis of delta modulation is fulfiled[2] and we may write :

$$y'_{k-m+1} - y'_{k-m} = \delta_{y,k-m+1} \tag{4}$$

where $\delta_{y\ k+m} = +q$ or $-q$, thus relation (4) takes the form :

$$DR_{xy}(m) = -\frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^{N} x_k \cdot \delta_{y,\ k-m+1} \tag{5}$$

for : $m = 1, 2, \ldots, M-1$.

Let, further, $D^2R_{xy}(m)$ be the difference between two consecutive first order differences of correlation function :

$$D^2R_{xy}(m) = DR_{xy}(m) - DR_{xy}(m-1) ; \tag{6}$$

Substituing $DR_{xy}(m)$ from relation (5) into relation (6) we obtain :

$$D^2R_{xy}(m) = -\frac{1}{N} \cdot \left[x'_1 \cdot \delta_{y,\ 2-m} + \sum_{k=2}^{N} \delta_{y,\ k-m+1} (x'_k - x'_{k-1}) - x'_N \cdot \delta_{y,\ N-m+2} \right] ;$$

Supposing that the hypothesis for delta modulation of the signal $x(t)$ is fulfiled we may write :

$$x'_{k+1} - x'_k = \delta_{x,\ k+1} \tag{8}$$

where :

$\delta_{x,\ k+1} = +q$ or $-q$, (q being the quantisation step), thus relation (7) can be writen as :

$$D^2R_{xy}(m) = \frac{1}{N} \cdot \left(-x'_1 \cdot \delta_{y,\ 2-m} - \sum_{k=2}^{N} \delta_{x,\ k} \cdot \delta_{y,\ k-m+1} + x'_N \cdot \delta_{y,\ N-m+2} \right) ; \tag{9}$$

where : $m = 2, 3, \ldots, M-1$.

Therefore for computing the entire block of the M values $R_{xy}(m)$; $m = 0, 1\ 2, \ldots M-1$ of the correlation function it is necessary to compute directly only :

$R_{yx}(0)$, using any known algorithm, for instance Watts's algorithm being very suited for this purpose ;

$DR_{xy}(1)$, using expression (5) for $m = 1$;

$D^2R_{xy}(m)$: $m = 2, 3, \ldots, M-1$, using expression (9). It is obvious that the great majority of the multiplications have an elementary complexity, involving one bit operands and therefore are reduced to a simple logic COINCIDENCE operation.

Further, from $DR_{xy}(1)$ and second order differences $D^2R_{xy}(m)$, iteratively result all first order differences :

$$DR_{xy}(m) = DR_{xy}(m-1) + D^2R_{xy}(m) ; \tag{10}$$

where m takes succesively the values ; 2, 3, ..., $M-1$.

Finally, also iteratively, the values of correlation function results:

$$R_{xy}(m)=R_{xy}(m-1)+DR_{xy}(m); \tag{11}$$

where $R_{xy}(0)$ was directly computed with any known algorithm and m takes succesively the values: 1, 2, ..., $M-1$.

Supposing that Watts' algorithm is used for direct computation of the $R_{xy}(0)$:

$$R_{xy}(0)=\frac{1}{N}\cdot\left(y'_N\cdot\sum_{j=1}^{N}x'_j\right)-\sum_{k=1}^{N-1}\left(\delta_{y,\,k+1}\cdot\sum_{j=1}^{k}x'_j\right). \tag{12}$$

For all M values $R_{xy}(m)$; $m=0, 1, 2, \ldots, M-1$ of the correlation function it is necessary to perform:

$(3\cdot N+4\cdot M-7)$ additions/substractions;

$(M-2)\,(N-1)$ up/down countings;

M division, for scaling;

from which:

$(3\cdot N+2M-4)$ additions/substractions;

one multiplication;

$(M-2)\,(N-1)$ up/down countings;

are to be performed in real time.

The new algorithm is obtianed directly from well known classic algorithm (1), supposing that the hypothesis of the delta modulation are fulfiled for both input signals.

For this reason the quantisation error of the correlation function determined according to the new algorithm is the same like in the case of the classic algorithm[3]:

$$\varepsilon^q_{R_{xy}}=\frac{q}{16}\cdot \tag{13}$$

This error correspondes to the worst case of application the same signal at both inputs.

3. **Comparative study of proposed algorithm.** In the case of the new algorithm only additions/substractions and up/down countings are to be performed „on-line". The sole multiplication required is performed „off-line", at the end of sampling.

Only one algorithm known from literature has similar performance. This algorithm proposed by Watts[2], requires the execution in real time only of addition/substraction operations.

In Tab. 1 are presented comparatively all operations required by the new algorithm, the classic algorithm and the Watts's algorithm, supposing in every case that the same number, M, of correlation function values are computed and the same number, N, of samples are processed for each value of correlation function.

For $N>5$ and $M>3$ the number of additions/substractions required by the new algorithm is less than required by Watts' algorithm. The additions/substractions are replaced in the new algorithm by an equivalent number of simpler up/down counting operations. Obviously the superiority of proposed algorithm results.

Tabelul 1

The algorithm considered	The operations required			
	Up/Down Counting	Addition/ Substraction	Multipiication	Division
—new algorithm	$(M-2)$ $(N-1)$	3. $N+4$ $M-7$	1	M
— classic algorithm[1]	—	$N.M$	$N.M$	M
— Watts's algorithm[2]	—	$N.M+N$	M	M

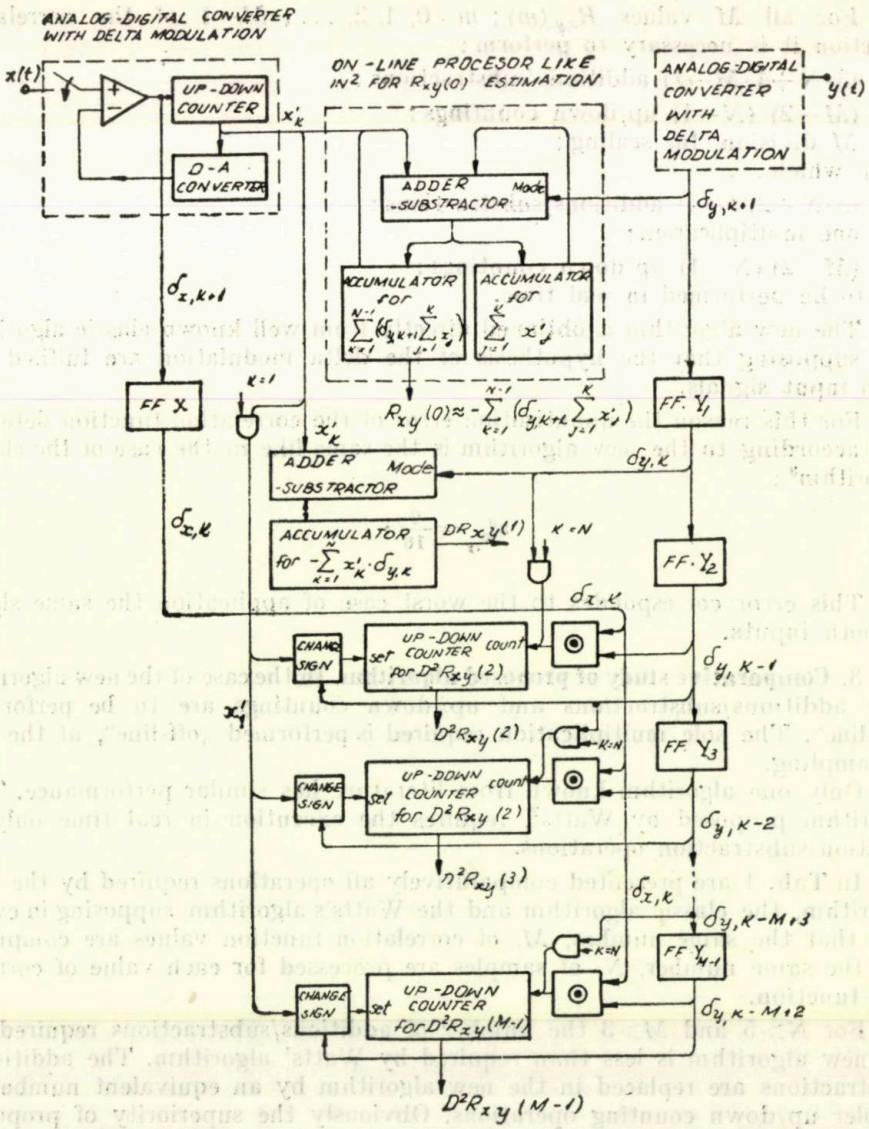


Fig. 1. The parallel structure for hardware implementation of algoritm.

4. **Hardware implementation of algorithm.** A paralel hardware structure for implementation of proposed algorithm was realised. A block diagram of this structure is shown in Fig. 1.

Every $a-d$ converter with delta modulation has a 4-bit *up/down* binary counter and a $R-2R$, $d-a$ converter.

The on-line processor according to[2], for $R_{xy}(0)$ estimation, consists in two separate accumulator registers and a one step parallel binary adder-substractor, used alternatively with these accumulators. The left-hand acumulator is a 24-bit register and the right-hand accumulator is a 10-bit register. Second accumulator is shorter because inputs signals are with zero-mean and $\sum_{j=1}^{N} x'_j$ can't overtop a fixed value.

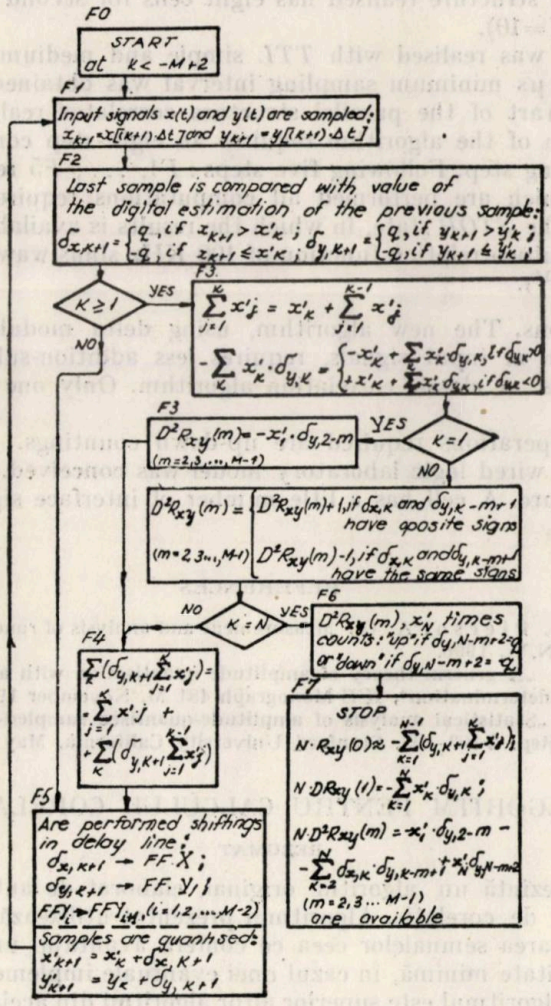


Fig. 2. The flow chart of parallel correlator.

In the case of zero-mean signals for great N, $y'_N \cdot \sum_{j=i}^{N} x'_j$ from (12) can be neglected and so: $-\sum_{k=1}^{N=1} \left(\delta_{,\, k+1} \cdot \sum_{j=1}^{k} x'_j \right)$ represents a good estimation of the $N \cdot R_{xy}(0)$.

FFX, FFY_1, FFY_2, ..., $EFFY_{M-1}$ are flip-flops for one sampling interval delays required by correlation algorithm.

First-order difference $DR_{xy}(1)$ is computed according to (5) in a 24-bit accumulator.

Second-order differences $D^2R_{xy}(m)$; $m=2, 3, \ldots, M-1$; are computed according to (9), every difference having his own 8-bit *up-down* counter. „Change-sign" logic is used only at $k=1$ when $-x'_1 \cdot \delta_{y,\, 2-m}$ is introduced in up-down counter. This logic changes the sign of x'_1 if $\delta_{y,\, 2-m}$ is positive and unalters this sign if $\delta_{y,\, 2-m}$ is negative.

The parallel structure realised has eight cells for second order differences computation ($M=10$).

The modell was realised with *TTL* simple and medium scale integrated circuits and a 1 μs minimum sampling interval was obtained.

The flow chart of the parallel structure correlator realised is shown in fig. 2. Execution of the algorithm requires an eight-step control block. First step *F0* is starting step. Following five steps: $F1, \ldots, F5$ represent a repetitive cycle in which are performed all computations required by algorithm. Last step *F7* is the *STOP* state, in which the results is available. Experimental tests made for autocorrelation function of 100 KHz sinus wawe shown an error of 1% (for $N=2^{14}$).

5. **Conclusions.** The new algorithm, using delta modulation for amplitude-quantisation of input signals, requires less addition-substraction operations than Watts' or classic correlation algorithm. Only one multiplicat on is required.

The most operations required are up-down countings.

A hardware wired logic laboratory model was conceived. The model have a cellular structure. A cell has a litle number of interface signals and can be easily integrated.

REFERENCES

[1] Bendat J. S., Piersol A. G., Measurement and analysis of random data", J. Willey Sons, N.Y., 1966.

[2] Watts D. G., „A general theory of amplitude quantisation with applications to correlation determination", IEE Monograph 481 M, November 1961.

[3] Widrow B., „Statistical analysis of amplitude-quantised sampled-data systems",Technical Rep. 2 103—03, Stanford University California, May 1960.

UN ALGORITM PENTRU CALCULUL CORELAȚIILOR

REZUMAT

Lucrarea prezintă un algoritm original, elaborat de autor pentru determinarea funcției de corelație. Algoritmul prezentat utilizează modulația delta pentru reprezentarea semnalelor ceea ce conferă avantajul unei linii de întîrziere de complexitate minimă, în cazul unei evantuale implementări „hardware" a algoritmului. Algoritmul este superior altor algoritmi din aceiași clasă deoarece nu necesită efectuarea în timp real a nici unei operații de înmulțire (prohibitivă din punct de vedere a timpului cerut).

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

SINTEZA UNOR OBSERVATORI DE STARE PARTICULARI

DE

T. L. DRAGOMIR

1. **Introducere.** Pentru controlul unui proces trebuie adeseori să se dispună de vectorul de stare x^0 al procesului sau numai de o parte din componentele lui. În general x^0 nu este integral accesibil măsurătorilor directe. Problema determinării unui vector de aproximare $\hat{x^0}$, al vectorului x^0 sau numai a unor componente ale acestuia, pe baza măsurării intrărilor u şi ieşirilor y ale procesului constituie obiectul a numeroase studii (de exemplu, referinţele bibliografice din [1] şi [2]). Totodată a fost rezolvată şi problema estimării unei funcţionale liniare de stare oarecare $\varepsilon = \alpha' x^0$. Sistemele dinamice ce furnizează aceste mărimi de aproximare poartă numele de observatori de stare, printre cei mai utilizaţi figurînd observatorii de tip Luenberger (1964) [1].

Ca şi în multe probleme de sinteză ale sistemelor automate şi în cazul sintezei observatorilor de stare reversul aspectului simplu al relaţiilor de proiectare algoritmică îl constituie existenţa unui număr mare de grade de libertate, dificil de exploatat în mod sistematic şi optim.

Această lucrare abordează sinteza unor observatori de stare de ordin redus — unu sau zero — pentru o singură variabilă de stare oarecare x_i^0 a unui sistem liniar neted, invariant în timp şi univariabil la intrare:

$$\dot{x}^0 = A^0 x^0 + b^0 u \qquad (1)$$

$$y = C^0 x^0,$$

în ideea neutilizării intrării u şi a obţinerii unui observator cu o structură cît mai simplă. Aceasta este accepţiunea dată în continuare termenului de *optimizare structurală*.

În ec. (1): x^0 — este vectorul de stare, $n \times 1$;

u — variabila de intrare;

y — vectorul de ieşire, $m \times 1$;

A^0, b^0, C^0 — matrice constante de dimensiuni $n \times n$, $n \times 1$ respectiv $m \times n$.

Interesul pentru neutralizarea intrării se justifică prin faptul că, în general, liniaritatea unui proces reflectînd o aproximare cu valabilitate limitată este important ca pentru estimarea lui x_i^0 să se utilizeze un set de variabile de ieşire structural localizate cît mai aprope de x_i^0, astfel încît domeniul de liniaritate pe care este valabilă estimarea dată de observatorul de stare să fie cît mai mare. Totodată, neutilizarea intrării conduce pentru observator la relaţii de calcul mai simple ce permit o optimizare structurală relativ sistematică a

acestuia, iar o structură simplă constituie adeseori, din punct de vedere tehnic, un important avantaj. Pentru simplificarea exprimării în continuare se utilizează abrevierile din tabelul 1.

Tabelul nr. 1

Abrevieri utilizate

VS	— variabilă (variabile) de stare (*S*=State)
VI	— variabilă de intrare (*I*=Input)
VO	— variabilă de ieşire (*O*=Output)
FLS	— funcţională liniară de (vectorul variabilelor de) stare
OS	— observator de stare
OFLS	— observatorul unei funcţionale liniare de stare
ec. (*N*)	— ecuaţia (ecuaţiile) cu numărul de ordine (*N*)
ec. *s.*	— ecuaţie (ecuaţii) de stare
ec. *o.*	— ecuaţie (ecuaţii) de ieşire
rel. (*N*)	— relaţia (relaţiile) cu numărul de ordine (*N*).

2. **Stabilirea relaţiilor de bază.** La baza calculelor din lucrare stau relaţiile de proiectare algoritmică a unui OS de ordin redus datorite lui Gopinath [3]. În continuare se prezintă aceste relaţii într-o formă ce va fi utilizată în calculele ulterioare şi anume cea corespunzătoare sistemelor univariabile la intrare.

Se consideră pentru început sistemul liniar, neted şi invariant în timp

$$\dot{x}=Ax+bu \tag{2}$$

$$y=Cx$$

cu $C=[I_m \vdots O]$, $m\times n$, unde I_m este matricea unitate de rang m; deci rang $C=m$.

În VS se evidenţiază astfel două componente : $x=\begin{bmatrix} y \\ w \end{bmatrix}$, cu y, $m\times 1$ şi w, $(n-m)\times 1$, sistemul (2) luînd forma :

$$\dot{y}=A_{11}y+A_{12}w+b_1u \tag{3}$$

$$\dot{w}=A_{21}y+A_{22}w+b_2u$$

Dacă ansamblul (C, A) este complet observabil atunci există o matrice L, $(n-m)\times m$, respectiv OS de ordin redus, de vector de stare z, $(n-m)\times 1$ şi de ecuaţii :

$$\dot{z}=(A_{22}-LA_{12})\,z+[(A_{21}-LA_{12})\,L+(A_{21}-LA_{11})]\,y+(b_2-Lb_1)\,u \tag{4.1}$$

$$\hat{w}=z+Ly, \tag{4.2}$$

care furnizează aproximarea $\hat{w}$ a lui w, între z şi x existînd în cazul $z(0)=Tx(0)$, unde

$$T=[-L \vdots I_{n-m}],\ (n-m)\times n, \tag{5}$$

dependenţa liniară $z(t)=Tx(t)$.

Totodată cu OS avînd ecuațiile :

$$\dot{z}=(A_{22}-LA_{12})z+[(A_{22}-LA_{12})L+(A_{21}-LA_{11})]y+(b_2-Lb_1)u \tag{6.1}$$

$$\hat{\varepsilon}=\beta' y+\gamma' z, \tag{6.2}$$

în care z are dimensiunea $(\nu-1)\times 1$, ν fiind indicele de observabilitate al sistemului (2), adică cel mai mic întreg pozitiv pentru care [4]:

$$\text{rang}\,[C' \vdots A\,C' \vdots \ldots \vdots (A')^{\nu-1}C]=n, \tag{7}$$

poate fi estimată FLS:

$$\varepsilon=\alpha' x, \quad \alpha,\ n\times 1, \tag{8}$$

vectorii β, $m\times 1$ și γ, $(\nu-1)\times 1$, trebuind să satisfacă condiția :

$$\beta' C+\gamma' T=\alpha'. \tag{9}$$

Observatorul (6) se numește $OFLS$.

Se consideră acum sistemul (1). Admițînd că polinomul său caracteristic este :

$$\Delta(s)=s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\ldots+a_1 s+a_0, \tag{10}$$

se știe că dacă ansamblul $(A,\ b)$ este complet controlabil, atunci există întotdeauna o transformare liniară $x^0=\theta x$ prin care ec. s. ale sistemului (1) se aduc la *forma standard :*

$$\dot{x}=\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \ldots & 0 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & \ldots & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \ldots & -a_{n-2} & -a_{n-1} \end{bmatrix} x+\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \tag{11.1}$$

$$y=Cx \tag{11.2}$$

unde $C=C^0\theta$.

Problema estimării VS x_i° a sistemului (1) cu un OS de ordinul I devine, ca urmare a aducerii ec. s. la forma standard, problema estimării cu un $OFLS$ de ordinul I a următoarei FLS a sistemului (11) :

$$x_i^0=\alpha' x, \tag{12}$$

în care $\alpha=\theta' e_i$, e_i reprezentînd vectorul format cu elementele coloanei i a matricii unitate I_n. În acord cu prezentările anterioare, un astfel de OFLS există atunci cînd : $\nu-1=1$, adică :

$$\text{rang}\,[C' \vdots A'C']=n, \tag{13}$$

și rel. (9) este satisfăcută.

În continuare, în acest paragraf, se stabilesc ecuațiile observatorului FLS (12) în ipoteza că toate VS ale sistemului (11), cu excepția unei VS oarecare x_j, sînt și VO, adică :

$$C=\begin{bmatrix} I_{j-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_{n-j} \end{bmatrix};\ \text{rang}\ C=m=n-1. \tag{14}$$

Condiția (13) este evident satisfăcută.

Un prim rezultat important, demonstrat în anexă, este rezumat în :

Propoziția 1. Pentru ca o variabilă de stare oarecare x_i^0 a sistemului (1) să poată fi estimată cu un observator de stare de ordinul I de forma (4) sau (6), care să nu utilizeze intrarea u este necesar ca prin aducerea sistemului (1) la forma standard (11) funcționala liniară (12) să nu ia formele : $x_i^0 = x_1$ sau $x_i^0 = x_n$.

De aceea, în cele ce urmează, se consideră asigurate condițiile $x_i^0 \neq x_1$ și $x_i^0 \neq x_n$. Pentru a obține observatorul *FLS* (12), ec. s. ale sistemului (11) cu matricea C având expresia (14) trebuie scrise sub forma (3) ; rezultă :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{j-2} \\ x_{j-1} \\ x_{j+1} \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix}^{\cdot} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -a_0 & -a_1 & \dots & -a_{j-2} & -a_j & -a_{j+1} & & -a_{n-1} \end{bmatrix}}_{A_{11}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{j-2} \\ x_{j-1} \\ x_{j+1} \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix}}_{y} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \dots \\ -a_{j-1} \end{bmatrix}}_{A_{12}} x_j + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix}}_{b_1} u \tag{15.1}$$

$$[x_i]^{\cdot} = \underbrace{[0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]}_{A_{21}} y + \underbrace{[0]}_{A_{22}} x_j + \underbrace{[0]}_{b_2} u. \tag{15.2}$$

Proiectarea *OFLS* constă în acest caz în determinarea celor $2n-1$ elemente ale matricilor :

$$L = [l_1, \ l_2, \ \dots, \ l_{n-1}], \qquad l \times (n-1), \tag{16.1}$$

$$\beta = [\beta_1, \ \beta_2, \ \dots, \ \beta_{n-1}], \qquad (n-1) \times 1, \tag{16.2}$$

$$\gamma = [\gamma], \qquad 1 \times 1. \tag{16.3}$$

Neutilizarea intrării, conform rel. (6.1) și notațiilor din ec. (15) conduce la condiția $b_2 - Lb_1 = 0$, respectiv $l_{n-1} = 0$. Pe de altă parte din condiția ca *OFLS* (6) să aibă valoarea proprie s_{0S} rezultă relația : $l_{j-1} = -s_{S0} > 0$. Ca urmare :

$$L = [l_1, \ \dots, \ l_{j-2}, \ -s_{0S}, \ l_j, \ \dots, \ l_{n-2}, \ 0]; \tag{17}$$

$$T = [l_1, \ \dots, \ l_{j-2}, \ -s_{0S}, \ l_j, \ \dots, \ l_{n-2}, \ 0, \ 1]. \tag{18}$$

Explicînd rel. (6) și (9) rezultă *OFLS* (19), respectiv sistemul algebric (20) și rel. (21) :

$$\dot{z} = s_{0S} z + s_{0S} l_1 x_1 + (s_{0S} l_2 - l_1) x_2 + \dots + (s_{0S} l_{j-2} - l_{j-3}) x_{j-2} -$$

$$-(s_{0S}^2 + l_{j-2}) x_{j-1} + (s_{0S} l_j + 1) x_{j+1} + (s_{0S} l_{j+1} - l_j) x_{j+2} + \dots +$$

$$+(s_{0S} l_{n-2} - l_{n-3}) x_{n-1} - l_{n-2} x_n \tag{19.1}$$

$$\hat{x}_i^0=\gamma z+\beta_1 x_1+\beta_2 x_2+\ \ldots\ +\beta_{j-2}x_{j-2}+\beta_{j-1}x_{j-1}+\beta_j x_{j+1}+\beta_{j+1}x_{j+2}+\ \ldots$$

$$\ldots\ +\beta_{n-2}x_{n-1}+\beta_{n-1}x_n\ ; \tag{19.2}$$

$$\beta_1-\gamma l_1=\alpha_1\ ;\ \ldots\ ;\ \beta_{j-2}-\gamma l_{j-2}=\alpha_{j-2}\ ;$$

$$\beta_{j-1}+\gamma s_{OS}=\alpha_{j-1}\ ;\ \ldots\ ;\ -\gamma l_j=\alpha_j\ ; \tag{20}$$

$$\beta_j-\gamma l_{j+1}=\alpha_{j+1}\ ;\ \beta_{n-3}-\gamma l_{n-2}=\alpha_{n-2}\ ;$$

$$\beta_{n-1}+\gamma=\alpha_n\ ; \tag{21}$$

$$\beta_{n-2}=\alpha_{n-1}.$$

Problema proiectării *OS* al *VS* x_i^0 a sistemului (1) constă în această fază în a stabili pentru *OFLS* (19) valorile celor $2n-4$ componente ale vectorului

$$\varphi=[\beta_1,\ \ldots,\ \beta_{n-3},\ \beta_{n-1},\ \gamma,\ l_1,\ \ldots,\ l_{j-2},\ l_j,\ \ldots,\ l_{n-2}]' \tag{22}$$

legate prin dependențele (20).

Privind valoarea proprie s_{OS} a acestui observator se menționează că ea trebuie aleasă „puțin" la stînga valorilor proprii ale polinomului caracteristic (10) [5].

3. **Cazul general.** Obișnuit, prin aducerea sistemului (1) la forma (11) matricea C nu obține aspectul (14). Avînd în vedere acest fapt prin *„caz general"* s-a denumit următoarea problemă :

Se consideră sistemul (11). Matricea C, $m\times n$ are rang $C=m'$ și satisface condiția (13). Se caută OFLS care să estimeze FLS (12) fără a utiliza intrarea u și care să folosească un număr cît mai redus de VO. Totodată interesează ordinul minim al sistemelor pentru care problema are sens.

Se disting două cazuri după cum *FLS* (12) se poate estima cu un OFLS neinterțial, de ordin *0* (cazul $G-O$), respectiv numai cu un OFLS de ordinul *1* (cazul $G-1$).

Cazul G—O. *FLS* (12) se poate estima cu un *OFLS* neinterțial atunci cînd există p ec. o.

$$C_p x=y^*, \tag{23}$$

cu y^*, $p\times 1$, astfel încît

$$\text{rang}\begin{bmatrix}\alpha'\\ C_p\end{bmatrix}=\text{rang}\ C_p=p\ (\geq 1). \tag{24}$$

y^* reprezintă vectorul *VO* corespunzătoare celor p ecuații selectate.

După detașarea acestor ecuații din cadrul ec. (14), sistemul (23) și FLS (12) se scriu în forma :

$$C_p^* x^*=y^*-\tilde{C}_p^*\tilde{x}^*, \tag{25}$$

$$x_i^0=\alpha^{*\prime}x^*+\tilde{a}^{*\prime}x^*. \tag{26}$$

x^*, $p\times 1$ și x^*, $(n-p)\times 1$ reprezintă doi vectori ce conțin nedeterminatele principale ale sistemului (23), respectiv restul *VS* ale sistemului (11). C_p^* fiind astfel o matrice nesingulară, înlocuind în ec. (26) $x^*=(C_p^*)^{-1}[y^*-\tilde{C}_p^*\tilde{x}^*]$, potrivit ipotezei (24) se obține x_i^0 numai ca funcție de y^* :

$$x_i^0=\alpha' x=\alpha^{*\prime}\ (C_p^*)^{-1}y^*. \tag{27}$$

Metoda prezentată are un caracter general în sensul că ea poate fi aplicată pentru estimarea $FLS\ \alpha' x=\varepsilon$ a unui sistem oarecare. În consecință x_i^0 se poate obține aplicînd această metodă direct sistemului (1) și considerînd $\alpha=e_i$.

OFLS (27) constituie rezultatul cazului $G-O$. Numărul p al *VO* ale sistemului (11) utilizabile pentru estimarea FLS (12) poate lua, în funcție de structura lui C și α, orice valoare de la 1 la m, chiar dacă rang $C=m'\leqslant m$. Problema unei optimizări structurale se pune numai în măsura existenței mai multor *OFLS* de forma (27), criteriile de alegere a celui mai adecvat observator fiind : posibilitatea de măsurare ușoară și precisă a *VO* și obținerea unor valori rezonabile pentru amplificările de pe canalele corespunzătoare ale *OFLS*.

Cazul G—1. Enunțul problemei formulate la începutul paragrafului se completează cu ipozele : $x_i^0\neq x_1$; $x_i^0\neq x_n$; C și A satisfac condiția (13).

Principiul de obținere a observatorului FLS (12) este cel al eliminării *VS* din ecuațiile *OFLS* (19) și ec. (11). În prealabil trebuie însă stabilite condițiile în care acest principiu este aplicabil.

O primă întrebare la care trebuie să se răspundă este : „Care *VS* a sistemului (11) poate fi considerată $VS\ x_j$?" Potrivit rel. (21), în general $\beta_{n-2}\neq 0$ și ca urmare $x_j\neq x_{n-1}$. Ținînd seamă și de propoziția 1 rezultă :

Propoziția 2. Atunci cînd funcționala liniară (12) a vectorului de stare x al sistemului (11) se estimează cu observatorul (19), variabila de stare x_j se alege diferită de x_1, x_{n-1} și x_n.

Avînd în vedere că rang $C=m'$, din cadrul ec. (11.2) se selectează m' ecuații :

$$C_{m'}\ x=y^*,\ (y^*,\ m'\times 1), \tag{28}$$

astfel încît rang $C_m=m'$ și se scriu ec. (28) și ec. (19) sub forma :

$$C^*_{m'}\ x^*=y^*-\tilde{C}^*_{m'}\ \tilde{x}^*. \tag{29}$$

$$z'=s_{0S}z+g^{*\prime},\ x^*+\tilde{g}^{*\prime}\ \tilde{x}^* \tag{19'.1}$$

$$\hat{x}_i^0=\gamma z+h^{*\prime},\ x^*+\tilde{h}^{*\prime}\ \tilde{x}^*, \tag{19'.2}$$

în care : x^*, $m'\times 1$ și $\tilde{x}^*$, $(n-m')\times 1$ reprezintă doi vectori ce conțin nedeterminatele principale ale sistemului (28), respectiv restul *VS* ale vectorului x. $C^*_{m'}$ este astfel o matrice nesingulară, rezultînd $x^*=(C^*_{m'})^{-1}\ [y^*-\tilde{C}_{m'}\ \tilde{x}^*]$. Înlocuind în ec. (19'), acestea devin :

$$z'=s_{0S}z+g^{*\prime}\ (C^*_{m'})^{-1}y^*+[\tilde{g}^{*\prime}-g^{*\prime}\ (C^*_{m'})^{-1}\tilde{C}^*_{m'}]\ \tilde{x}^*$$

$$\hat{x}_i^0=\gamma z+h^{*\prime}\ (C^*_m)^{-1}y^*+[\tilde{h}^{*\prime}-h^{*\prime}\ (C^*_m)^{-1}\ \tilde{C}^*_{m'}]\ \tilde{x}^*.$$

Dacă

$$\tilde{g}^{*\prime}-g^{*\prime}\ (C^*_{m'})^{-1}\tilde{C}^*_{m'}=0,\ (n-m')\times 1 \tag{30.1}$$

$$\tilde{h}^{*\prime}-h^{*\prime}\ (C^*_{m'})^{-1}\ \tilde{C}^*_{m'}=0,\ (n-m')\times 1 \tag{30.2}$$

atunci :

$$z'=s_{0S}z+g^{*\prime}\ (C^*_{m'})^{-1}y^*, \tag{31.1}$$

$$\hat{x}_i^0=\gamma z+h^{*\prime}\ (C^*_{m'})^{-1}y^*. \tag{31.2}$$

OFLS (31) este observatorul căutat. Vectorii g^* și h^* depind de vectorul φ ale cărui $2n-4$ componente sînt legate prin rel. (20) și rel. (30), adică prin $3n-2m'-1$ legături. Pentru ca problema să fie soluționabilă rezultă astfel condiția : $2n-4 \geqslant 3n-2m'-1$, sau

$$m' \geqslant \frac{n+3}{2} . \tag{32}$$

Totodată avînd în vedere că $m' \leqslant n-1$ (pentru $m'=n$ se revine în cazul $G-0$), rezultă că *în cazul general problema are sens pentru sisteme de ordinul* $n \geqslant 5$ *cu* rang $C \geqslant \frac{n+3}{2}$.

Deoarece $2m \geqslant 2m' \geqslant n+3$ aceste condiții nu contravin condiției (13) care necesită $2m \geqslant n$. Limitarea inferioară a ordinului sistemului la $n=5$ și impunerea condiției (32) sînt determinate de faptul că la *OFLS* (31) nu s-a ajuns aplicînd direct relațiile lui Gopinath ci după o substituite prealabilă a celor m' *VS* x^* prin *VO* y^*.

În ipnteza că problema are sens, rezultă astfel :

$$n' = 2m' - n - 3 \tag{33}$$

grade de libertate care pot fi utilizate fie pentru o optimizare parametrică, fie pentru simplificarea structurii *OFLS* (31). În ultimul caz numărul *VO* ce apar în ec. (31) poate fi redus la $m'-q$, q reprezentînd cel mai mare întreg pentru care $2q < n'$. Legăturilor (20) și (30) li se adaugă acum $2q$ ecuații rezultate din condițiile de anulare a coeficienților celor q *VO* selectate din vectorul y^*.

Privind alegerea *VS* x_j și selectarea ecuațiilor sistemului (28) este de reținut observația că dacă *VS* x_j nu apare explicit în ec. (28) atunci numărul legăturilor (31) se reduce cu doi, problema avînd sens pentru sisteme cu $n \geqslant 4$, $m' = \text{rang } C \geqslant \frac{n+1}{2}$, pentru o optimizare parametrică sau structurală fiind disponibile $n' = 2m' - n - 1$ grade de libertate. (Pentru $n=3$, conform propoziției 2, problema este imposibil de soluționat).

Exemplul 1 : Se consideră sistemul de ordinul $n=7$:

$$\dot{x}^0 = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & -0{,}5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0{,}5 & -0{,}1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & -1{,}5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -0{,}4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & -0{,}8 \end{bmatrix} x^0 + \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0{,}25 & 0{,}025 \\ 0 & 0{,}25 & -1{,}2 & 3{,}225 & -2{,}47875 & 0{,}2784 & -0{,}08496 \\ -1 & 2{,}9 & -8{,}725 & 11{,}985 & -9{,}1118 & -0{,}12416 & -0{,}106496 \\ 0 & 1{,}25 & -6 & 15{,}125 & -11{,}91875 & 1{,}632 & -0{,}4768 \end{bmatrix} x^0$$

Se cer ecuațiile *OFLS* care să nu utilizeze VI u, pentru două *FLS* :

$$\varepsilon_1 = 0{,}5x_2^0 - 2{,}4x_2^0 + 5{,}45x_4^0 - 5{,}6075x_5^0 + 0{,}7968x_6^0 - 0{,}22192x_7^0 ;$$

$$\varepsilon_2 = x_5^0 .$$

Se notează : $\varepsilon_1 = \alpha_1' x^0$ și cu c_1', c_2', c_3', c_4' rîndurile matricei C. Prin încercări succesive se observă că

$$\text{rang} \begin{bmatrix} \alpha_1' \\ c_2' \\ c_4' \end{bmatrix} = \text{rang} \begin{bmatrix} c_2' \\ c_4' \end{bmatrix} = 2,$$

rezultînd că observatorul FLS ε_1 se obține pe baza cazului $G=0$, pentru $p=2$, sistemul (23) luînd forma

$$\begin{bmatrix} c_2' \\ c_4' \end{bmatrix} x^0 = \begin{bmatrix} y_2 \\ y_4 \end{bmatrix} = y^*.$$

Ca nedeterminate principale ale acestui sistem se aleg $x^* = \begin{bmatrix} x_2^0 \\ x_3^0 \end{bmatrix}$, rezultînd conform rel. (25) ÷ (27) :

$$C_2 = \begin{bmatrix} 0{,}25 & -1{,}2 \\ 1{,}25 & -6 \end{bmatrix}, \quad \alpha^* = \begin{bmatrix} 0{,}5 \\ -2{,}4 \end{bmatrix},$$

respectiv :

$$\varepsilon_1 = \alpha^{*\prime} (C_2^*)^{-1} y^* = -3y_2 + y_4.$$

Pentru FLS ε_2 nu există nici o matrice C_p care să satisfacă condiția (24). Întrucît pentru sistemul dat rang $[C' \vdots A'C'] = 7$, indicele de observabilitate al sistemului este $\nu = 2$ și FLS ε_2 poate fi obținută cu un observator de ordinul I. Restul condițiilor, ce garantează existența $OFLS$ căutat trebuie verificate numai după aducerea sistemului la forma standard (11). Aceasta se realizează printr-o transformare de matrice [6] :

$$\theta = \begin{bmatrix} 0{,}096 & 1{,}624 & 8{,}336 & 18{,}934 & 20{,}78 & 10{,}6 & 2 \\ 0{,}384 & 5{,}728 & 21{,}888 & 31{,}96 & 19{,}2 & 4 & 0 \\ 0{,}192 & 2{,}768 & 9{,}56 & 11{,}2 & 4 & 4 & 0 \\ 0{,}96 & 4{,}24 & 5{,}4 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 1{,}28 & 4{,}8 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3{,}2 & 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Cu $x^0 = \theta x$ ec. s. obține forma standard, iar ec. o. și FLS ε_2 devin :

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1{,}5 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -2 \\ 0 & 4 & 4 & 3 & 0 & 5 & 0 \end{bmatrix} x, \tag{34}$$

$$\varepsilon_2 = 1{,}28x_1 + 4{,}8x_2 + 4x_3 = \alpha' x \text{ sau } x_5^0 = \alpha' x.$$

Întrucît rang $C = m' = 4$, condiția (32) nu e satisfăcută. Problema este totuși soluționabilă : x_5 neintervenind în ec. o. (34), se alege $x_j = x_5$. Alegerea

nu contravine propoziției 2, iar condițiile $n \geqslant 4$ și $m' \geqslant \frac{n+1}{2}$ sînt satisfăcute. Particularizînd ec. (19) și ținînd seamă de rel. (21) rezultă prima formă a ecuațiilor OS al VS x_5^0:

$$\dot{z} = s_{OS} z + s_{OS} l_1 x_1 + (s_{OS} l_2 - l_1)\, x_2 + (s_{OS} l_3 - l_2)\, x_3 - (s_{OS}^2 + l_3)\, x_4 + (s_{OS} l_5 + 1)\, x_6 - l_5 x_7$$

$$x_5^0 = \gamma z + \beta_1 x_1 + \beta_2 x_2 + \beta_3 x_3 + \beta_4 x_4 + \beta_6 x_7. \tag{35}$$

Cei $2n-4=10$ parametrii $\varphi = [l_1,\ l_2,\ l_3,\ l_5,\ \gamma,\ \beta_1,\ \beta_2,\ \beta_3,\ \beta_4,\ \beta_6]$ se determină din condițiile (20) și (30). Detalierea celor din urmă are ca punct de plecare stabilirea unui sistem de forma (29) din cadrul ec. (34). Acesta este:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1{,}5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -2 \\ 0 & 4 & 4 & 0 \end{bmatrix}}_{C_4^*} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_7 \end{bmatrix}}_{x^*} = y - \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \\ 0 & 1 \\ 3 & 5 \end{bmatrix}}_{\tilde{C}_4^*} \underbrace{\begin{bmatrix} x_4 \\ x_6 \end{bmatrix}}_{\tilde{x}^*} \tag{36}$$

În final condițiile (20) și (30) conduc la următorul sistem algebric neliniar

$$\begin{array}{l|l}
\beta_1 - \gamma l_1 = 1{,}28 & \beta_6 + \gamma = 0 \\
\beta_2 - \gamma l_2 = 4{,}8 & 2\,(s_{OS} l_2 - l_1) - 0{,}75\,(s_{OS} l_3 - l_2) + (s_{OS}^2 + l_3) = 0 \\
\beta_3 - \gamma l_3 = 4 & 8\,(s_{OS} l_2 - l_1) - 1{,}75\,(s_{OS} l_3 - l_2) - (1 + s_{OS} l_5 - 0{,}5 l_5) = 0 \\
\beta_4 + \gamma s_{OS} = 0 & 2\beta 2_2 - 0{,}75\beta_3 - \beta_4 = 0 \\
-\gamma l_5 = 0 & 8\beta_2 - 1{,}75\beta_3 + 0{,}5\gamma = 0.
\end{array} \tag{37}$$

Ultimele patru ecuații corespunzătoare rel. (30) reprezintă condițiile de anulare a coeficienților componentelor lui $\tilde{x}^*$ din ec. (35) după eliminarea VS x^* pe baza ec. (36). Substituind soluțiile sistemului (37) — componentele lui φ rezultate în funcție de s_{OS} — în ec. (35), rezultă o ultimă formă a ecuațiilor OS:

$$\dot{z}\,(t) = s_{OS} z\,(t) + [(9{,}08 s_{OS}^4 + 13{,}738 s_{OS}^3 - 5{,}758 s_{OS}^2 - 2{,}34 s_{OS} - 0{,}741)\, y_1\,(t) +$$

$$+ (s_{OS}^3 + 7{,}6 s_{OS}^2 + 2{,}34 s_{OS} + 0{,}47)\, y_2\,(t) + (0{,}2 s_{OS}^3 + 1{,}52 s_{OS}^2 + 0{,}268 s_{OS} +$$

$$+ 0{,}494)\, y_4\,(t)]/(s_{OS} - 2)\,;$$

$$x_5^0\,(t) = -[(s_{OS} - 2)\, z\,(t) - (9{,}08 s_{OS}^3 + 12{,}41 s_{OS}^2 - 1{,}4472 s_{OS} + 0{,}3896)\, y_1\,(t) -$$

$$- s_{OS}\,(s_{OS} - 2)\, y_2\,(t) - 0{,}5\,(s_{OS} - 2)\, y_3\,(t) +$$

$$+ (0{,}2 s_{OS}^2 - 0{,}3 s_{OS} - 0{,}2)\, y_4\,(t)]/(1{,}6 s_{OS}^2 + 2{,}285 s_{OS} - 0{,}825).$$

Valoarea lui s_{OS} se alege avînd în vedere în primul rînd dinamica dorită a OS, iar în al doilea rînd cerința ca un număr cît mai mare dintre coeficienții VO ce apar în ecuațiile finale să obțină valori acceptabile.

În rezumat, procedeul propus, valabil pentru orice FLS $\varepsilon = \alpha' x^0$, se aplică parcurgînd următoarele etape:

(*i*) Se verifică dacă determinarea observatorului *FLS* ε nu aparține cazului $G-0$, dacă $n \geqslant 4$ și dacă condiția (13) este verificată ; în caz afirmativ se trece la etapele următoare.

(*ii*) Se aduce sistemul (1) la forma canonică (11) ; se determină $m' = \text{rang } C$; se alege x_j în acord cu propoziția 2 și se formează sistemul (28). Dacă în acesta coeficienții lui x_j sînt nuli atunci se verifică dacă este îndeplinită condiția $m' \geqslant \frac{n+1}{2}$, iar dacă x_j apare cel puțin într-o ecuație se verifică condițiile $m' \geqslant \frac{n+3}{2}$ și $n \geqslant 5$. Problema are soluție numai cînd rezultatul verificării este afirmativ.

(*iii*) Se scriu ec. (19′) sub formă literală și se detaliază sistemul algebric alcătuit din ec. (20) și (30). În cazul cînd numărul gradelor de libertate $n' \geqslant 2$, sistemul algebric se completează cu noi ecuații, astfel ca structura *OFLS* (31) să fie cît mai simplă.

(*iv*). Se rezolvă sistemul algebric format la pct. (*iii*) și se înlocuiesc soluțiile în ec. (31).

(*v*) Se determină valori adecvate pentru coeficienții lui φ nedeterminați anterior, coeficienții ce constituie parametrii *OFLS* (31), astfel încît amplificările de pe canalele acestuia să ia valori adecvate.

4. **Cazul particular.** Prin „*caz particular*" se denumește în continuare situația în care $x_i^0 = x_j$, adică situația cînd se necesită estimarea unei *VS*. a sistemului (11). Situația apare cel mai frecvent atunci cînd în calculele de sinteză se lucrează cu ec. s. ale procesului controlat scrise în forma standard.

Cazul particular poate fi evident soluționat prin particularizarea relațiilor din cazul general pentru $\alpha = e_i$. În cadrul acestui paragraf se prezintă un alt doilea procedeu de soluționare a cazului particular. Deosebirea dintre cele două procedee constă în faptul că procedeul propus pentru cazul general se bazează pe ec. (6) ale unui *OFLS*, pe cînd procedeul prezentat în continuare se bazează pe ec. (4) ale unui *OS*, nedeterminatele fiind doar componentele vectorului linie L. Acest procedeu nu se referă la *OS* neinterțiali. Totuși, s-a considerat că particularizarea rel. (27) prezintă un anumit grad de interes.

A. **Observatori primari.** Se consideră sistemul (11), cu matricea C avînd forma particulară (14) : toate *VS* cu excepția lui x_j sînt și *VO* ; în acord cu propoziția 1 : $x_j \neq x_1, x_n$. Se caută *OS* al *VS* x_j care să nu utilizeze intrarea u a sistemului (11). Este ușor de verificat că condiția (13) este îndeplinită, astfel că x_j se obține cu un *OS* de stare de ordinul *I*. Impunînd ca valoarea proprie a acestuiasă fie s_{OS}, la fel ca și în paragraful 2 rezultă : pentru L tot expresia (17), iar pentru *OS* — prin explicitarea rel. (4) — ecuațiile :

$$\dot{z} = s_{OS} z + s_{OS} l_1 x_1 + (s_{OS} l_2 - l_1) x_2 + \ldots + (s_{OS} l_{j-2} - l_{j-3}) x_{i-2} - (s_{OS}^2 + l_{j-2}) x_{j-1} +$$

$$+ (s_{OS} l_j + 1) x_{j+1} + (s_{OS} l_{j+1} - l_j) x_{j+2} + \ldots + (s_{OS} l_{n-2} - l_{n-3}) x_{n-1} - l_{n-2} x_n ; \quad (38.1)$$

$$\hat{x}_j = z + l_1 x_1 + l_2 x_2 + \ldots + l_{j-2} x_{j-2} - s_{OS} x_{j-1} + l_j x_{j+1} + l_{j+1} x_{j+2} + \ldots$$

$$\ldots + l_{n-2} x_{n-1}. \quad (38.2)$$

OS (38) va fi numit în cntinuare *observator primar general*, iar orice *OS* dedus din acesta printr-o particularizare oarecare $L = \tilde{L}$ va fi numit *observator primar tip* $\tilde{L}$.

Cel mai simplu observator primar este observatorul primar tip $\tilde{L}=[0, \ldots, 0, -s_{OS}, 0, \ldots, 0]$, corespunzînd cazului cînd L are numărul maxim de elemente nule. El are ecuațiile :

$$\begin{aligned} \dot{z}(t) &= s_{OS} z(t) - s_{OS}^2 x_{j-1}(t) + x_{j+1}(t), \\ \hat{x}_j(t) &= z(t) - s_{OS} x_{j-1}(t). \end{aligned} \tag{39}$$

Pentru a ilustra că și acest caz simplu are o utilitate practică se prezintă

Exemplul 2. Un sistem electromagnet-șină cu un singur grad de libertate are ecuațiile :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} (bu) \; ; \; \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}.$$

Se cere OS al VS x_2 [7].

Avînd în vedere că x_1 și x_3 sînt măsurabile, soluția problemei rezultă imediat : OS are ec. (39) cu $j=2$, $x_1=y_1$ și $x_3=y_3$.

$$\begin{aligned} \dot{z}(t) &= s_{OS} t(t) - s_{Os}^2 y_1(t) + y_2(t), \\ \hat{x}_2(t) &= z(t) - s_{OS} y_1(t). \end{aligned} \tag{40}$$

Întrucît, în acord cu propoziția 1, x_j trebuie să fie o VS intermediară, rezultă că numai sistemele de un ordin $n \geqslant 3$ pot avea un observator primar general. În cazul $n=3$ acesta se obține pentru $L=[-s_{OS}, 0]$ și ca urmare el este singurul observator primar posibil. Acest OS are tocmai ec. (40), întrucît sistemul din exemplul dat are ordinul $n=3$.

Din analiza ec. (38) și a expresiei (17) a lui L rezultă următoarele observații :

(*i*) Observatori primari pot avea numai sistemele de ordin $n \geqslant 3$.

(*ii*) Orice observator primar tip $\tilde{L}$ utilizează VS x_{j-1} și x_{j+1}.

(*iii*) Pentru orice element nenul din $\tilde{L}$, în ecuațiile observatorului primar tip $\tilde{L}$ apar : VS din ec. (38.2) avînd elementul considerat drept coeficient și variabila de stare consecutivă din vectorul linie

$$X=[x_1, \ldots, x_{j-1}, x_{j+1}, \ldots, x_n]. \tag{41}$$

Observațiile (*iii*) și (*ii*) conduc la constatarea generală consemnată în

Propoziția 3. Ecuațiile unui observator primar tip $\tilde{L}$ conțin grupuri de VS consecutive din elementele vectorului X, existînd întotdeauna un grup ce conține VS consecutive x_{j-1}, x_{j+1}. Numărul μ al grupurilor de VS consecutive este egal cu numărul grupurilor de elemente (izolate sau consecutive) din vectorul $L=[l_1, \ldots, l_{j-2}, -s_{OS}, l_{j+1}, \ldots, l_{n-2}, 0]$. Fiecare grup de VS din X conține mai mult cu un element decît grupul de elemente din $\tilde{L}$ corespunzător și anume : VS omoloage în X elementelor lui $\tilde{L}$ (aceeași poziție, dar nu neapărat și același indice) plus VS din X consecutivă grupului astfel format.

În cadrul exemplului 2 s-a considerat $\tilde{L}=L=[-s_{OS},\ 0]$ și $X=[x_1,\ x_3]$. În acord cu propoziția 3 în ec. (40) au apărut $x_1=y_1$ (VS cu același număr de ordine în X ca și $-s_{OS}$ în $\tilde{L}$) și $x_3=y_2$ (VS consecutivă lui x_1, în X).

(*iv*) Toți observatorii primari de tip $\tilde{L}$, la fel ca și observatorul primar general, fiind OS ai VS x_j, rezultă că: pentru a estima VS x_j a sistemului (1.1) pot fi suficiente doar o parte a ec. o. (14) și anume cele corespunzătoare unor grupuri de VO consecutive din vectorul y, unul din grupuri conținînd obligatoriu VO y_{j-1} și y_j (cum sînt y_1 și y_2 din exemplul dat; $j=2$).

(*v*) Pentru stabilirea valorilor coeficienților din ecuațiile unui observator primar de tip $\tilde{L}$ se dispune de un număr de grade de libertate n' egal cu numărul parametrilor nenuli ai lui $\tilde{L}$. Dintre aceștia are prioritate valoarea proprie s_{OS} a OS. Ceilalți parametrii sînt disponibili pentru o optimizare parametrică a OS.

B. **Soluționarea cazului particular.** 1. Așa cum s-a precizat la începutul paragrafului 4 cazul particular poate fi soluționat prin particularizarea rezultatelor cazului general. Cazul $P-0$, prezentat în continuare constituie particularizarea cazului $G-0$ detalierea fiind justificată de forma simplă a rezultatului obținut. Particularizarea cazului $G-1$ nu se consideră interesantă, cazul $P-1$ neconstituind o particularizare a acestuia.

Cazul P—0: Sistemul are ec. (11) cu matricea C oarecare. VS x_j se poate estima cu un OS neinerțial atunci cînd din cadrul ec. o. se poate selecta un sistem de forma (23) astfel încît

$$\operatorname{rang}\begin{bmatrix} e_j' \\ C_p \end{bmatrix}=\operatorname{rang}\ C_p=p\ (\geqslant 1) \tag{24'}$$

Corespunzător acestui rezultat înseamnă că VS x_j poate fi exprimată ca o combinație liniară a membrilor stîngi ale celor p ec. o. (23), OS avînd ecuația:

$$x_j=(C_p^{**})^{-1}y^*, \tag{42}$$

în care C_p^{**}, $p\times p$ poate fi orice matrice formată cu p dintre coloanele lui C_p, una dintre coloane fiind obligatoriu coloana coeficienților lui x_j. Condiția (24') fiind satisfăcută există întotdeauna cel puțin o matrice C_p^{**}. Rezultatul (42) constituie particularizarea rel. (27), anticipată la începutul acestui paragraf. Observația din finalul cazului $G-0$ este, evident, valabilă și de această dată.

2. Cazul particular poate fi soluționat pentru OS de ordinul I, nu numai pe baza particularizării cazului general ci și plecînd de la observatorii primari prezentați la punctul A al acestui paragraf, procedeul prezentat în continuare bazîndu-se pe observațiile formulate la sfîrșitul punctului menționat.

Cazul P—1. Sistemul are ec. (11), matricea C, $m\times n$ fiind oarecare, $x_j\neq x_1,\ x_n$.

a) Se consideră pentru început *situația cea mai restrictivă:* pentru a obține OS al VS x_j trebuie să poată fi selectat din cadrul ec. o. (14) un sistem de p ecuații de forma:

$$C^{**}x^{**}=y^{**}, \tag{43}$$

în care :

x^{**}, $p \times 1$ este un vector ale cărui componente satisfac condițiile propoziției 3, adică este alcătuit din μ grupe de VS consecutive din cadrul elementelor vectorului X, având expresia (41), una din grupe conținînd și VS consecutive x_{j-1}, x_{j+1} ;

C^{**}, $p \times p$ — matrice nesingulară (rang $C^{**} = p$) ;

y^{**}, $p \times 1$ — vectorul VO corespunzătoare celor p ecuații selectate.

În consecință, proiectarea algoritmică a OS al VS x_j decurge parcurgînd următoarele etape :

(*i*) Se analizează ec. o. (11.2) și se formează sistemul (43).

(*ii*) Se construiește vectorul $\tilde{L}$ corespunzător lui x^{**}, în acord cu propoziția 3.

(*iii*) Se scriu ecuațiile observatorului primar tip $\tilde{L}$. Fie

$$\dot{z} = s_{OS} z + f'_z x^{**} \tag{44}$$

$$\hat{x}_j = z + f'_x x^{**}$$

ecuațiile acestui OS, f'_z, $p \times 1$ și f'_x, $p \times 1$ fiind vectorii ce conțin coeficienții dependenți de elementele lui $\tilde{L}$.

(*iv*) Ecuațiile OS căutat rezultă eliminînd x^{**} din ec. (44) și (43) :

$$\dot{z} = s_{OS} z + f'_z (C^{**})^{-1} y^{**} \tag{45}$$

$$\hat{x}_j = z + f'_x (C^{**})^{-1} y^{**}.$$

Se consideră în continuare două exemple referitoare la etapele (ii) și (*iii*) :

Exemplul 3 : Sistemul (43) selectat în cadrul etapei (*i*) are vectorul x^{**} format dip p VS consecutive din X. Să se construiască vectorul $\tilde{L}$. Conform enunțului x^{**} conține un singur grup de VS. În acesta vor figura obligatoriu și VS x_{j-1} și x_{j+1}. Fie :

$$x^{**} = [x_{j-r}, \ldots, x_{j-1}, x_{j+1}, \ldots, x_{p+j-r}]',$$

$1 \leqslant r \leqslant p-1$, expresia lui x^{**}. Corespunzător propoziției 3 vectorul $\tilde{L}$ va avea expresia :

$$\tilde{L} = [0, \ldots, 0, l_{j-r}, \ldots, l_{j-2}, -s_{OS}, l_j, \ldots, l_{p+j-r-1}, 0, \ldots 0].$$

Exemplul 4 : Sistemul (43) selectat în cadrul etapei (*i*) are vectorul $x^{**} = [x_k, x_{k+1}, x_{j-1}, x_{j+1}]'$, $k < j-2$. Să se scrie ecuațiile observatorului primar aferent.

Se observă că x^{**} conține două grupuri de VS consecutive. În acord cu propoziția 3, grupului x_k, x_{k+1} îi corespunde în $\tilde{L}$ parametrul l_k, iar grupului x_{j-1}, x_{j+1} îi corespunde în $\tilde{L}$ opusul valorii proprii s_{OS}. În consecință OS căutat este observatorul primar tip $\tilde{L} = [0, \ldots, l_k, 0, \ldots, 0, -s_{OS}, 0, \ldots, 0]$:

$$\dot{z}(t) = s_{OS} z(t) + s_{OS} l_k x_k(t) - l_k x_{k+1}(t) - s_{OS}^2 x_{j-1}(t) + x_{j+1}(t), \tag{46}$$

$$\hat{x}_j(t) = z(t) + l_k x_k(t) - s_{OS} x_{j-1}(t).$$

Referitor la procedeul prezentat se impune menționarea a două aspecte:

(α) Dacă pentru o $VS\ x_j$ este posibilă selectarea mai multor sisteme de forma (43), din punctul de vedere al structurii observatorilor (45) cel mai important este OS corespunzător celui mai mic p. Trebuie avute însă în vedere și intervalele în care iau valori coeficienții VO.

(β) Elementele lui $\tilde{L}$, mai puțin $-s_{OS}$, oferă posibilitatea unei optimizări parametrice a OS. Astfel posibilitățile oferite de l_k pentru OS (46) sînt foarte reduse, pe cînd în cazul exemplului 3, unei valori mari a lui p îi corespund $p-2$ grade de libertate, respectiv posibilități de optimizare parametrică foarte bune. Aceleași elemente ale lui $\tilde{L}$ oferă însă și posibilitatea unei optimizări structurale și acest aspect este foarte important. Esența procedeului de simplificare a structurii OS (45) este redată în continuare sub forma unei noi etape:

(v) Fie n'' numărul gradelor de libertate ale problemei, adică numărul elementelor lui $\tilde{L}$ nenule și diferite de $-s_{OS}$, și $2r''$ cel mai mare număr întreg par cu proprietatea $2r'' \leqslant n''$. Dacă sistemul format din ecuațiile rezultate prin anularea coeficienților unui număr de $\tilde{r}'' \leqslant r''$ VO ce apar în ec. (45), avînd ca nedeterminate cele n'' elemente menționate ale lui $\tilde{L}$, este compatibil, atunci structura OS (45) se poate simplifica prin anularea acestor coeficienți.

b) *O situație* mai puțin restrictivă și în consecință *mai generală* este aceea în care, în locul sistemului algebric (43), este posibilă selectarea numai a unui sistem cu p ecuații de forma:

$$C^{**}x^{**} = y^{**} - \tilde{C}^{**}\tilde{x}^{**}, \tag{47}$$

în care: x^{**}, C^{**} și y^{**} au aceeași semnificație ca și pentru sistemul (43);

$\tilde{x}^{**}$, $p' \times 1$ este un vector ce conține p' VS din vectorul X, diferite de elementele lui x^{**} și astfel încît $2p' \leqslant n'' =$ =numărul elementelor lui $\tilde{L}$, nenule și diferite de s_{OS};

$\tilde{C}^{**}$, $p \times p'$ — matricea coeficienților VS $\tilde{x}^{**}$ corespunzătoare celor p ecuații selectate.

În ipoteza că ec. o. (11.2) permit formarea unui sistem algebric de forma (47) OS al $VS\ x_j$ se obține parcurgînd următoarele cinci etape:

(*i*) Se formează sistemul algebric (47).

(*ii*)+(*iii*) La fel ca la punctul a).

(*iv*) Se determină o a doua formă a ecuațiilor OS căutat (prima fiind forma (44)) eliminînd x^{**} din ec. (44) și (47):

$$\dot{z} = s_{OS}z + f'_z (C^{**})^{-1}y^{**} - f'_z (C^{**})^{-1}\tilde{C}^{**}\tilde{x}^{**}, \tag{48}$$

$$\hat{x}_j = z + f'_x (C^{**})^{-1}y^{**} - f'_x (C^{**})^{-1}\tilde{C}^{**}\tilde{x}^{**}.$$

(v) Se studiază compatibilitatea sistemului algebric cu $2p'$ ecuații:

$$f'_z (C^{**})^{-1}\tilde{C}^{**} = 0, \quad 1 \times p', \tag{49}$$

$$f'_x (C^{**})^{-1}\tilde{C}^{**} = 0, \quad 1 \times p'$$

în raport cu cei n'' parametrii furnizați de $\tilde{L}$. Dacă acest sistem este compatibil atunci se obține o a treia formă a ecuațiilor OS căutat ce poate fi considerată și ca formă finală :

$$\dot{z}=s_{OS}z+\tilde{f}'_z(C^{**})^{-1}y^{**}$$
$$\hat{x}_j=z+\tilde{f}'_x(C^{**})^{-1}y^{**}, \tag{50}$$

în care $\tilde{f}_z$ și $\tilde{f}_x$ reprezintă expresiile lui f_z și f_x din ec. (48) rezultate după eliminarea pe baza ec. (49) a $2p'$ parametrii din cei n'' parametrii disponibili.

(vi) Fie $2r''$ cel mai mare număr întreg par cu proprietatea $2r''\leqslant n''-2p'$. Dacă sistemul format din ecuațiile rezultate prin anularea coeficienților unui număr de $\tilde{r}''\leqslant r''$ de VO ce apar în ec. (50), având ca nedeterminate cei $n''-2p'$ parametrii ai lui $\tilde{L}$ rămași disponibili după eliminarea de la punctul (v), este compatibil, atunci structura OS (50) se poate simplifica prin anularea acestor coeficienți. Evident, cele $n''-2p'$ grade de libertate pot fi utilizate și pentru o optimizare parametrică a OS (50).

În încheiere se menționează că procedeul prezentat la punctul b) este utilizabil și pentru estimarea unei FLS ε, dependentă de : VS x_j și $\tilde{x}^{**}$ — neaccesibile direc sau indirect (printr-un observator neinterțial) — și de un grup de VS accesibile direct sau indirect.

6. **Concluzii.** În lucrare se studiază posibilitatea estimării unei variabile de stare a unui sistem dinamic liniar, neted și invariant în timp cu ajutorul observatorilor de stare de ordinul I sau de ordinul O (neinterțiali), fără a utiliza intrarea sistemului considerat.

Procedeele de sinteză propuse pentru observatorii de stare de ordinul I se bazează pe aducerea ecuațiilor de stare la forma standard (cu matricea A în forma cunoscută sub denumirile de „matrice Frobenius , , matrice asociată polinomului caracteristic al sistemului" sau „matrice companion"). În acest sens se descriu : un procedeu general, valabil pentru sisteme de ordinul $n\geqslant 5$ (cazul $G-1$) precum și un procedeu aplicabil pentru estimarea unei variabile de stare a formei standard (cazul $P-1$, punctul b). Variabilele de stare x_1 și x_n ale formei standard nu pot fi estimate fără a utiliza intrarea u a sistemului prin nici unul din procedee. *Avantajul remarcabil al celor două procedee propuse îl constituie faptul că ele permit o proiectare algoritmică sistematică a observatorului de stare de ordinul I în paralel cu optimizarea structurii lui.*

Gradele de libertate disponibile în fiecare caz pot fi utilizate apoi pentru o optimizare parametrică a observatorilor de stare cu structura astfel stabilită.

Problema observatorilor de stare de ordinul O face obiectul cazului $G-O$ și în particular a cazului $P-O$. Procedeele prezentate oferă în esență mijlocul de stabilire a relațiilor necesare unei măsurători indirecte și neinterțiale pentru un proces liniar.

ANEXA : JUSTIFICAREA PROPOZIȚIEI 1

Dacă $x_i^0 = x_1$ și matricea C a sistemului (11) este : $C = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & I_{n-2} \end{bmatrix}$, prin scrierea ec. (11.1) în forma (3) rezultă :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dots \\ \dot{x}_{n-1} \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & & 0 & 1 \\ -a_1 & -a_2 & \dots & -a_{n-2} & -a_{n-1} \end{bmatrix}}_{A_{11}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_2 \\ x_3 \\ \dots \\ x_{n-1} \\ x_n \end{bmatrix}}_{y} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ -a_0 \end{bmatrix}}_{A_{12}} x_1 + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{b_1} u$$

$$(A-1.1)$$

$$\dot{x}_1 = \underbrace{[\,1 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 0\,]}_{A_{21}} y + \underbrace{[0]}_{A_{22}} x_1 + \underbrace{[0]}_{b_2} u$$

$$(A-1.2)$$

La fel ca și în cazul sistemului (15), neutilizarea VI u în ec. (6.1) sau (4.1) conduce la condiția $l_{n-1}=0$. Calculînd în continuare matricea OS rezultă $A_{22}-LA_{12}=0$, rezultat ce denotă un OS de ordinul I instabil, cu valoarea proprie $s=0$. Conform principiului separării în acest caz și sistemul închis rezultă instabil [1]. Avînd în vedere că sistemul (11) s-a obținut din sistemul (1) printr-o transformare liniară, rezultă concluzia exprimată de prima condiție din propoziția 1.

În cazul cînd $x_i^0 = x_n$ și $C = \begin{bmatrix} I_{n-2} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$, punerea ec. (11.) în forma (3) conduce la sistemul :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dots \\ \dot{x}_{n-2} \\ \dot{x}_{n-1} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_{11}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{n-2} \\ x_{n-1} \end{bmatrix}}_{y} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{A_{12}} x_n + \underbrace{0u}_{b_1} \quad (A-2.1)$$

$$\dot{x}_n = \underbrace{[-a_0 \quad -a_1 \quad \dots \quad -a_{n-3} \quad -a_{n-2}]}_{A_{21}} y + \underbrace{[-a_{n-1}]}_{A_{22}} x_n + \underbrace{[1]}_{b_2} u.$$

$$(A-2.2)$$

Rezultă $b_2 - Lb_1 = [1] \neq [0]$, respectiv faptul că x_n nu poate fi estimată fără a utiliza intrarea și de aici concluzia exprimată de cea de a doua condiție din propoziția 1.

În cadrul paragrafului 3 — plecînd de la OS particulari din paragraful 2 deduși pentru sistemul (11), avînd matricea C de forma (14), $j=2, \ldots, n-1$ — se stabilesc procedee de determinare a OS ce nu utilizează intrarea u, pentru cazul cînd C are o formă oarecare. Propoziția 1 precizează astfel două condiții necesare pentru existența unor astfel de OS.

BIBLIOGRAFIE

[1] Luenberger D. G, „*An introduction to observers*", IEEE Trans. on AC, Vol AC-16, No. 6, Dez. 1971, pp, 596—602.

[2] Weirich G., *Optimale Regelung deterministischer Prozesse*", R. Oldenbourg-Verlag, München-Wien, 1973.

[3] Gopinath B., „*On the control of linear multiple input-output systems*", Bell Syst. Tech., Mar. 1971.

[4] Luenberger D. G., „*Canonical forms for linear multivariable systems*", IEEE Trans. on AC (Short Papers). vol. AC-12, Jun. 1967, pp. 290—293.

[5] Bongiorno J. J., Youla D. C., „*On observers in multi-variable control systems*", Int. J. Control, Vol. 8, No. 3, pp. 221—243.

[6] Landgraf Chr., Schneider G., „*Elemente der Regelungstechnik*", Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York, 1970.

[7] Dragomir T. L., Ciortuz D., „*Sistem automat de reglare a unui stand pentru studiul sustentației electromagnetice*", Simpozion I.P.A. — Lucrări tehnico-științifice, vol. A, Lucrarea A-9, București, 1978.

DIE SYNTHESE EINIGER BESONDEREN ZUSTANDSBEOBACHTER

ZUSAMMENFASSUNG

Untersucht werden zwei Entwurfsverfahren des ersten und null Grad Zustandsbeobachter für irgendeine gegebene Zustandsvariable eines linearen, zeitinvarianten System mit einem Eingang. Die entworfene Zustandsbeobachter benutzen den Eingang des Systems nicht. Die Verhfaren erlauben einen systematischen Entwurf das zu einer optimalen (einfachen) Struktur des Zustandbeobachters führt. Die Beispiele widerspiegeln die Anwendungsart der vorgeschlagenen Verfahren.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 24 (38) **Fascicola 2—1979**

ASUPRA UNOR TRADUCTOARE DE FRECVENŢĂ A TENSIUNII INDUSULUI MAŞINILOR ASINCRONE

DE

I. BABUŢIA, N. BUDIŞAN, M. PETRUESCU

1. **Introducere.** Pentru asigurarea unor regimuri optime de funcţionare şi modificare a turaţiei motoarelor asincrone la diferite sarcini, literatura de specialitate [1]; [2]; [3] recomandă menţinerea constantă a fluxului statoric total $\psi_1 = \psi_{1n}$ prin intermediul curentului statoric I_1, care nu depinde de frecvenţa de alimentare f_1 ci numai de frecvenţa rotorică f_2.

$$I_1 = \frac{\psi_1}{L_1\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{1+\left(\frac{f_2}{f_{1n}} \cdot \frac{x'_{2n}}{r'_2}\right)^2}}{\sqrt{1+\left(\frac{f_2}{f_{1n}} \cdot \frac{\sigma \cdot x'_{2n}}{r'_2}\right)^2}} \tag{1}$$

Cînd rotorul este bobinat, şi tensiunea rotorică este accesibilă frecvenţa f_2 se poate măsura uşor, cînd însă rotorul este în scurtcircuit trebuie să se recurgă la procedee indirecte de măsurare.

În lucrare se studiază un asemenea procedeu de măsurare, utilizabil şi în cazul acţionărilor cu motoare liniare.

2. **Principiul de măsurare.** Metoda de măsurare analizată are la bază relaţia ce există între frecvenţa rotorică şi alunecare, şi anume :

— la motor rotativ : $$f_{2(t)} = s_{(t)} \cdot f_{1(t)} = \frac{n_{1(t)} - n_{(t)}}{n_{1(t)}} f_{1(t)} = f_{1(t)} - p \cdot n_{(t)} \tag{2}$$

— la motor liniar : $$f_{2(t)} = s_{(t)} \cdot f_{1(t)} = \frac{v_{1(t)} - v_{(t)}}{v_{1(t)}} f_{1(t)} = f_{1(t)} - \frac{p}{L_1} v(t) \tag{2'}$$

unde :

n_1 ; (v_1) = turaţia (viteza) de sincronism
n ; (v) = turaţia (viteza) de mers reală
L_1 = lungimea utilă a motorului liniar
p = numărul de perechi de poli.

Cele mai simple scheme de măsurare, corespunzătoare relţiilor (2) şi (2'), sînt prezentate în fig. 1 *a* şi *b*. Ele se compun din : un convertor frecvenţă-tensiune C_{f-u}, un convertor turaţie-tensiune C_{n-u} sau viteză-tensiune C_{v-u} — la motoare liniare — şi un circuit de scădere realizat cu amplificatorul operaţional *AO*.

Ecuațiile de funcționare corespunzătoare sînt :

— pentru C_{n-u} $$U_{cn-u}(t)=K_n \cdot n(t) \tag{3}$$

— pentru C_{v-u} $$U_{cv-u}(t)=K_v \cdot v(t) \tag{4}$$

— pentru C_{f-u} $$U_{cf-u}(t)=K_f \cdot f(t) \tag{5}$$

— pentru schema din figura 1 *a*

$$U_e(t)=K_f \cdot \frac{R_1}{R_1} \cdot \frac{R_1+R_2}{R_2+R_4} f(t)-K_n \frac{R_2}{R_1} n(t) \tag{6}$$

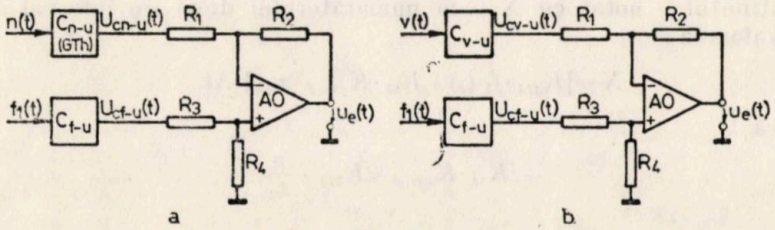


Fig. 1.

— pentru schema din figura 1 *b*

$$U_e(t)=K_f \frac{R_4}{R_1} \cdot \frac{R_1+R_2}{R_3+R_4} f(t)-K_v \frac{R_2}{R_1} v(t) \tag{7}$$

Dacă :

$$K_f \cdot \frac{R_4}{R_1} \cdot \frac{R_1+R_2}{R_3+R_4} = K \tag{8}$$

$$K_n \cdot \frac{R_2}{R_1} = K \cdot p \tag{9}$$

$$K_v \cdot \frac{R_2}{R_1} = K \frac{p}{L_1} \cdot \tag{10}$$

Rezultă $U_{e(t)}=K \cdot f_2(t)$ unde K este un coeficient de proporționalitate. Principalele dezavantaje ale celor două scheme sînt :

— C_{f-u} trebuie să aibă o caracteristică liniară pentru o bandă de frecvențe relativ largă (2 decade) și în zona frecvențelor joase. Aceste două deziderate se realizează greu.

— C_{n-v} poate să fie un generator tahometric (*GTh*). Acesta poate apărea și în C_{v-u} în cazul în care vehiculul acționat cu motor liniar are roți de sprijin. Dacă însă sustentația se asigură prin alte procedee nu se mai poate folosi generatorul tahometric fiind necesare alte dispozitive, de complexitate ridicată, pentru măsurarea vitezei.

— Precizia ce se poate obține nu este mai mare de 2%.

În figura 2 se prezintă structura de principiu a unui traductor numeric de frecvență rotorică în care : C_{v-f} este un convertor viteză-frecvență ce furnizează la ieșire o succesiune de impulsuri cu frecvența $f(t)$ proporțională cu viteza de deplasare $f(t)=K_{cv-f} \cdot v(t)$; $F=$ circuit formator ; M, M_1 multiplicatoare de frecvență cu coeficienți de multiplicare K_M respectiv K_{M1} ; $NBR=$ = numărător binar reversibil cu ND — intrare de numărare directă și NI — intrare de numărare inversă.

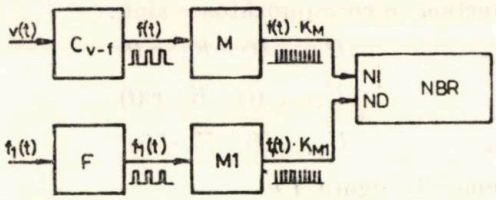


Fig. 2.

Conținutul — notat cu X — al numărătorului după un interval de timp Δt are valoarea :

$$X=[K_{M1}\cdot f_1(t)-K_M\cdot K_{cv-f}\cdot v_{(t)}]\cdot\Delta t \tag{11}$$

Dacă

$$K_M\cdot K_{cv-f}=K_{M1}\cdot\frac{p}{L_1} \tag{12}$$

rezultă

$$X=K_{M1}\cdot\Delta t\cdot f_2(t) \tag{13}$$

Deci la sfîrșitul unui interval de timp bine precizat Δt conținutul numărătorului exprimă valoarea frecvenței rotorice.

Convertorul viteză-frecvență se poate realiza cu un traductor inductiv care să furnizeze cîte un impuls de tensiune la trecerea peste crestăturile din șina-indus a motorului liniar ca urmare a modificării întrefierului, fig. 3 *a*.

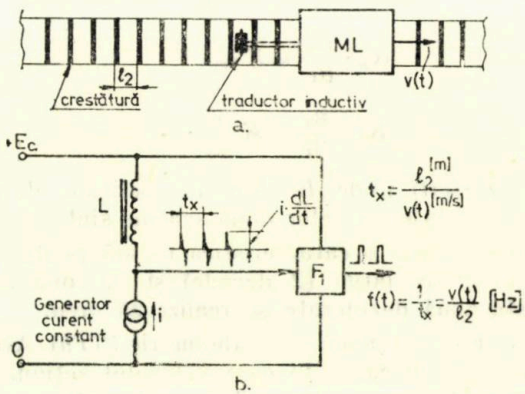


Fig. 3.

În adevăr la trecerea peste crestături se modifică întrefierul circuitului magnetic al traductorului inductiv și în consecință apar impulsuri de tensiune la ieșirea acestuia. Aceste impulsuri sînt introduse într-un circuit formator F_1 unde se elimină impulsurile de polaritate necorespunzătoare și se formează celelalte din punct de vedere al amplitudinii și duratei.

Pentru a se obține o funcționare bună și la viteze joase este necesar ca grosimea circuitului magnetic al traductorului să fie mică iar inductivitatea L să aibă valori cît mai mari (număr mare de spire). Comportarea traductorului este cu atît mai bună cu cît întrefierul normal (între traductor și șină) este

mai mic. Aceasta este dealtfel necesar și pentru funcționarea motorului liniar *ML*. Nu este critică problema saturării miezului traductorului.

Multiplicatoarele de frecvență sînt necesare pentru creșterea preciziei de măsurare. Ele se pot realiza cu ajutorul circuitelor cu calare de fază (*PLL*) de tipul β *E* 565 ; [4], [5]. Printr-o proiectare corespunzătoare se pot obține o bandă de calare și o bandă de urmărire care să se întindă pe întreg domeniul de variație a frecvențelor $f(t)$ și $f_1(t)$.

Trebuie avut în vedere faptul că cele două șiruri de impulsuri (la *NI* și *ND*) sînt necorelate în timp existînd posibilitatea suprapunerii unora și în consecință funcționarea eronată a *NBR*. Acest lucru poate fi evitat printr-o logică de acces de anticoincidență realizată de circuitul *CL* din fig. 4.

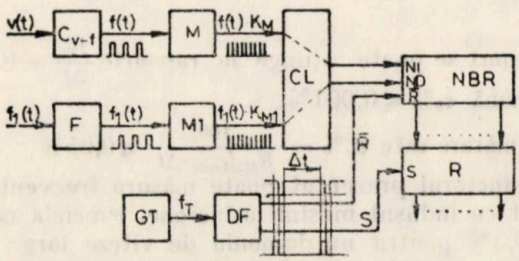


Fig. 4.

Transferul conținutului *NBR*, la sfîrșitul intervalului Δt, în registrul *R* se face sub acțiunea semnalului *S* (fig. 2) după care urmează ștergerea numărătorului (semnal $\bar{R}$) și începe un nou ciclu de măsură.

În fig. 4, *GT* este generator de tact cu frecvența f_T stabilizată iar *DF* divizor de frecvență. Ele servesc pentru obținerea semnalelor *S* și $\bar{R}$ ce delimitează intervalele de timp Δt. Detalii asupra *CL* ; *NBR*, se găsesc în [6].

Traductorul prezentat în fig. 4 este foarte ușor adaptabil și pentru măsurarea frecvenței la motoarele rotative. În acest caz este necesar a se monta pe axul motorului un disc cu crestături.

Precizia de măsurare. Erorile de măsurare se datoresc următoarelor cauze :

a) variația în intervalul de timp Δt a vitezei $v = v(t)$

b) variația în timp a frecvenței etalon f_T

c) eroarea de numărare a *NBR* de ± 1 impuls.

În fig. 4 este prezentată eroarea de măsurare datorită variației maxime a vitezei de mers în timpul necesar parcurgerii distanței l_2 la diferite viteze de mers.

Dacă $\Delta t \leqslant \frac{10 \cdot l_2}{v_{max}}$ atunci $\varepsilon_a \leqslant 0{,}25\%$.

Eroarea produsă de variația frecvenței etalon este neglijabilă. Expresia ei este :

$$\varepsilon_b\% = \frac{100}{1 + \frac{f_T}{\Delta f}}$$

unde $\Delta f =$ abaterea de frecvență.

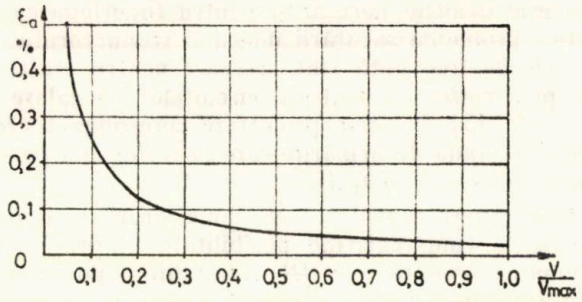


Fig. 5.

Cu cristal de cuarț se poate ajunge la rapoarte $\frac{f_T}{\Delta f} = 10^5 - 10^6$.

Aceasta înseamnă $\varepsilon_b\% \leqslant 0{,}001\%$.

Eroarea de numărare este $\varepsilon_c\% = \frac{100}{K_{M1} f_{1max} \cdot \Delta t} \leqslant 0{,}05\%$.

Concluzii. Traductorul prezentat poate măsura frecvența rotorică fără a avea contact direct cu indusul mașinii asincrone. Precizia ce se poate obține este foarte bună 0,5% pentru un domeniu de viteze larg: $(0{,}2-1)\ v_{max}$. În domeniul vitezelor (frecvențelor) joase precizia scade dar nu mai mult de 2%.

Condiții relativ severe de proiectare se pun pentru traductorul inductiv primar. Pentru experimentarea schemei s-a folosit un model de șină realizat din rotorul unei mașini asincrone rotative. Aceasta s-a montat pe doi suporți și acționat cu turație variabilă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Weinrich G. ș.a., Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide. Vol. II. București, Ed. tehnică, 1970.
[2] Dordea T., Mașini electrice. București, Ed. Did. Ped., 1978.
[3] Tunsoiu Gh., Acționări și automatizări electrice, București, E.D.P., 1968.
[4] Bulucea C., Vais M, Profeta H., Circuite integrate liniare, București, Ed. Tehnică, 1975.
[5] I.P.R.S., βE 565. Aplicații tipice. Note de proiectare.
[6] Budișan N., Babuția I., Petruescu M., Luzan E., Dispozitiv numeric pentru măsurarea frecvenței rotorice a mașinilor de inducție în E.E.A. — Electrotehnica 25, nr. 4, mai, 1977.

ON SOME FREQUENCY TRANSDUCERS FOR THE ROTOR VOLTAGE OF ASYNCHRONOUS MACHINES

ABSTRACT

To obtain optimal performance of asynchronous motors (linear) at variable load and velocity, some control loops should be realized. The frequency of the rotor voltage (rotor frequency) is used as an input to these control loops.

In this work the possibility of measuring the rotor frequency is analysed. The structure, working principles and performance of a digital rotor frequency transducer, realized by the authors, are given. Some more details on the working principles and a possible realization of a primary velocity transducer are presented.

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM KÖNYVTÁRA 1978

I.P.B.T. — 1586/1981.

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA"
TIMIȘOARA

ELECTROTEHNICĂ

Tomul 24 (38) Fascicola 2

IULIE–DECEMBRIE
1979

Cititorii din străinătate se pot abona prin

I L E X I M,

Serv. Export-import presă – Press Department

str. 30 Decembrie nr. 3–5 – P.O.B. 136–137

Bucharest – Romania